

一種可量產的 GM-C 濾波器設計方法

學生：薛建平

指導教授：洪崇智

國立交通大學 電機學院與資訊學院 電信學程（研究所）碩士班

摘 要

本論文第一章中，首先描述中頻濾波器於通訊系統所扮演的角色，其次論及為何以 GM-C 濾波器為主題，接著說明本論文的研究動機及研究方法。第二章中，先針對 GM-C 濾波器的基本原理及功能方塊先作介紹，而後，討論固定及變動誤差之可補償性。第三章以 36 MHz 中頻帶通濾波器作參考設計，研究 IC 的 Corner 效應與溫度效應，分析並證明此帶通濾波器可用 IC trimming 和自補償偏壓電路完成前面兩種變異的補償。

第四章總結出以下結論：使用 IC trimming 消去因製程造成的變異，再利用自補償偏壓電路以補償 IC 的溫度效應。由分析結果可證明其可行性，但因為不具有自動錯誤反饋系統，故存在某範圍內的誤差。此一誤差限制了本文所提出的濾波器使用範圍，但在 Low-Q 濾波器應用上具有多方面的優點。根據本文所提出設計方法所設計的 GM-C 濾波器，具有電路簡單，佔用極小 IC 面積，耗電低，及應用頻率廣的優點。且因不需要於電路工作中同時調校，而有信號易受干擾的問題。除此因不需精準參考振盪頻率源作電路自動調校，故可用於無參考振盪頻率源的通信系統中。但因為需要使用到 IC Trimming 技術，故會增加 IC 的測試成本。其中，IC Tester 端的濾波器中心頻率錯誤檢測系統的設計優劣會大幅度的影響測試時間，進而影響 IC 的測試成本。

本文所提出的 GM-C 濾波器設計方法，係提供另一種濾波器設計的可能性，論述中的許多環節仍有很大的研究空間。但本文詳述筆者的研究動機，根據理論，接著分析 GM-C 濾波器的 Corner 和溫度效應，最後，證明採用此設計方法可應用於 Low-Q 中頻濾波器中。全文重點乃是試圖為中頻濾波器的設計方法擴展更大的思考空間。

A GM-C filter Design Methodology for Mass Production

student : Chien-Ping Hsueh

Advisors : Dr. Chung-Chih Hung

Degree Program of Electrical Engineering and Computer Science
National Chiao Tung University

ABSTRACT

In Chapter 1, there are some descriptions about the role of the IF filter in a communication system. Then, the motivation and the methodology to perform the research of the GM-C filter is presented. In Chapter 2, the fundamental theorem and functional blocks of the GM-C filter are introduced. After that, the possibility to compensate the fixed and variable errors is discussed. In Chapter 3, the author uses one 36MHz IF band-pass filter as reference design to study the corner effects and the temperature effects. Analyses and proves that the two variances of this filter can be compensated by using IC trimming skills and self-compensated bias circuits.

In Chapter4, it is concluded that one can use the IC trimming skills to correct the center frequency error of the band-pass filter that is due to the IC process variance, and then use a self-compensation bias circuit to compensate the IC temperature effect. This design methodology is approved in this thesis, but a small error will exist due to the fact that this method is not an auto-feedback system, such as the auto-tuning method. This error will limit the application of the IF filter, but there are still lots of benefits in the low-Q IF filter design.

The GM-C filter that is designed by this suggested methodology has a lot of benefits. These benefits are a) simple design method, b) very small IC area, c) low power consumption, d) no interference that exists in the auto-tuning system, and e) no need of an accurate reference frequency source. This method uses the IC trimming technology in the IC test, so the test cost will be increased. The center frequency detection system of band-pass filter will dominate the total test time in the IC tester. To design an excellent center frequency detection system will reduce the IC test cost.

The purpose of the GM-C filter design methodology that is presented in this thesis provides another design possibility for GM-C filter mass production. There are some

research areas that can be done following this design methodology. The research motivation and the theorems are introduced. The corner effect and temperature effect of the GM-C filter are then analyzed. Finally, this design methodology can be proved to be useful in low-Q IF filter design. The key point of this thesis is to provide an alternative for the mass production of IF band-pass filter design.



誌 謝

有機會對所有幫助過我的人表達我的最大的謝意,這是我的榮幸。在這幾年的研究過程中許多人給我大量的支持,如果沒有他們,我的研究已不會是順利地完成上。

首先,我要向我的指導教授 洪崇智老師致上最大的敬意,因為有他珍貴的指導和鼓勵,在所有的研究過程中,不論我有任何問題,他都能以他的熱誠協助我解決問題。他給予他最好的支持為了引導我能享受我的研究工作。

我會喜歡類比IC設計得感謝柯明道教授的啟蒙;我能對 IC 製程有粗淺的認識得感謝羅正宗老師。

我也是非常感謝我在聯詠科技的同事,他們讓我能分享他們的知識和經驗,提供我 IC 方面的相關實務經驗。

最後,我要表達我的最大的謝意給我的家人。我的父母充分的支持我在工作及學業上的決定;我的太太 秀圓為我打理家中大大小小的瑣事,讓我無後顧之憂;及我的女兒 乃慈及我的兒子 乃仁,他們的乖巧和懂事讓我能專心的完成我的研究。



目 錄

中文提要		i
英文提要		ii
誌謝		iv
目錄		v
表目錄		vii
圖目錄		viii
符號說明		ix
一、	緒論	1
1.1	中頻(IF) 濾波器在無線電通信的角色	1
1.2	中頻(IF) 濾波器採用 GM-C 濾波器的原因	1
1.3	研究動機及論文概述	1
1.4	研究內容	2
1.5	研究方法	2
二、	理論	3
2.1	連續時間式主動濾波器	4
2.2	GM-C 濾波器的基本原理	4
2.2.1	Transconductance (gm) Cells	4
2.2.2	GM-C 帶通濾波器的實現	5
2.3	固定及變動誤差之可補償性	6
三、	GM-C 帶通濾波器之設計與研究	8
3.1	36 MHz 中頻帶通濾波器設計	8
3.2	GM-C 濾波器的 Corner 效應	11
3.2.1	Corner = FF	11
3.2.2	Corner = SS	11
3.2.3	Corner = FS	12
3.2.4	Corner = SF	12
3.3	GM-C 濾波器的溫度效應	13
3.3.1	Temperature = -20	14
3.3.2	Temperature = +70	14
3.3.3	溫度與 GM-C 帶通濾波器的帶通中心頻率的關係	15
3.3.4	在固定 F_o 的條件下，溫度與所需 V_{bias} 電壓的關係	15
3.3.5	其它偏壓與帶通濾波器中心頻率的關係	16
3.4	可調式自補償偏壓電路設計	17
3.4.1	具溫壓變化的電壓源研究	17
3.4.2	可調式自補償偏壓電路	18
3.5	本文所提出的可量產帶通濾波器方法驗證	21
3.5.1	可量產帶通濾波器的電路設計	21

3.5.2	可量產帶通濾波器的特性驗證	22
3.5.3	外接熱敏電阻式自補償偏壓電路	24
3.6	帶通濾波器方法的應用範圍	24
3.6.1	補償誤差的影響	24
3.6.2	最佳應用範圍	25
四、	結論	26
參考文獻		27
自傳	28
	



表 目 錄

表 1. Corner 與所需 Vbias 偏壓關係表	13
表 2. 調校後，帶通濾波器中心頻率與溫度的關係	13
表 3a. 不同溫度下所需的 Vbias 偏壓 (C5 & C6 =0.5 pF)	16
表 3b. 不同溫度下所需的 Vbias 偏壓 (C5 & C6 =1.0 pF)	16
表 4. 其它偏壓與帶通濾波器中心頻率的關係	17
表 5. 圖 19 中，不同電路在不同溫度下所產生的 V_{O_VB} 偏壓	18
表 6. 圖 21 的電路中 Ri20 對 V_{O_VB} 偏壓的影響	19
表 7. 圖 21 的電路中 M4 W/L 對 V_{O_VB} 偏壓的影響	20
表 8. 圖 21 的電路中 M27 W/L 對 V_{O_VB} 偏壓的影響	20
表 9. 圖 22 的電路中 Ri29 & M4 W/L 對 V_{O_VB} 偏壓的影響	21



圖 目 錄

圖1. Super-heterodyne 架構	1
圖 2. 帶通濾波器的流程圖表示法	4
圖 3. 典型的 Transconductance (gm) Cells	4
圖 4. Differential Transconductance (gm) Cells	5
圖 5. 二階 Bandpass Biquad	5
圖 6. GM-C 帶通濾波器	5
圖 7. GM-C 帶通濾波器信號流程圖	6
圖 8. 36 MHz GM-C 帶通濾波器系統方塊圖	8
圖 9. Gm cell 細部電路圖	9
圖 10. 中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=TT & Temp = +25)	10
圖 11. 中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=TT & Temp = +25)	10
圖 12. 中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=FF & Temp = +25)	11
圖 13. 中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=SS & Temp = +25)	12
圖 14. 中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=FS & Temp = +25)	12
圖 15. 中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=SF & Temp = +25)	13
圖 16. 調校後,中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=TT & Temp = -20)	14
圖 17. 調校後,中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=TT & Temp = +70)	15
圖 18. 帶通濾波器中心頻率對溫度的曲線圖	15
圖 19. 三種不同的電壓源電路	17
圖 20. 二種不同的 Level Shifter 電路	18
圖 21. 可調式自補償偏壓電路 1	19
圖 22. 可調式自補償偏壓電路 2	20
圖 23. 本文所提出的可量產帶通濾波器	21
圖 24a. 功能方塊 gm 的詳細電路	22
圖 24b. 功能方塊 vb-pnnwls 的詳細電路	22
圖 25. 本文所提出的濾波器頻率響應圖 (Corner=TT)	23
圖 26. 未採用可調式自補償偏壓電路的濾波器頻率響應(Corner=TT)	24
圖 27. 外接熱敏電阻式自補償偏壓電路	24

符 號 說 明

- F_0 : 帶通濾波器的中心頻率
 g_m : Transconductance
 Q : 品質係數 (Q Factor)
 ω_0 : 帶通濾波器的中心頻率 ($= 2\pi \times F_0$)
 r_o : 輸出電阻 (Output Resistance)



一. 緒論

1.1 中頻(IF) 濾波器在無線電通信的角色

一般在無線接收機中大多使用super-heterodyne 架構。因此一種架構可獲得最佳的頻率選擇性及避免在homodyne 架構中的DC offset 問題[1][2]. 其中，中頻濾波器扮演的即是頻率選擇及濾波的功能，如圖1所示。

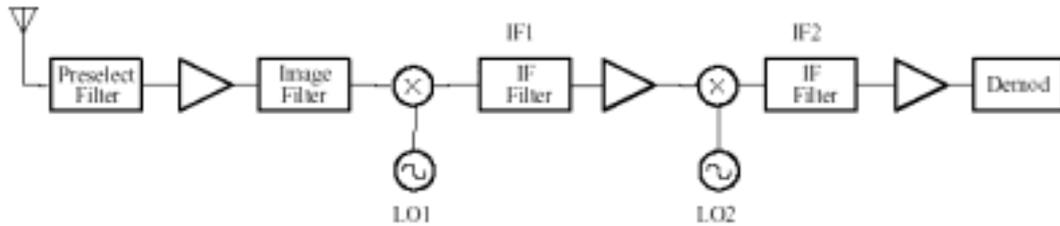


圖1. Super-heterodyne 架構

大多數的無線接收機使用外接式濾波器為中頻濾波器，因為它具有高Q值，低頻率漂移及不耗電的優點。但對IC 而言，為了驅動低阻抗的外接式濾波器，就需要耗費數百mW 的耗電。故為降低系統整體耗電，整合中頻濾波器於積體電路也就勢在必行了。

1.2 中頻(IF) 濾波器採用GM-C 濾波器的原因

On-chip中頻濾波器的設計方法有很多種，其中有MEMS濾波器，RC (resistor-capacitor) 濾波器，SC (switch- capacitor) 濾波器，及 GM-C 濾波器等[3]。

MEMS 濾波器具有極高Q值，有較佳的頻率選擇性，但需特殊積體電路製程，不方便整合於無線接收IC中。 RC 濾波器因電阻部分易受製程影響需要微調，且運算放大器受限於頻寬的原因，僅適用於KHz級濾波器的應用。 SC 濾波器雖然利用電容比率決定濾波器特性，較不易受製程影響，但因為耗電及同樣有運算放大器頻寬的原因，不適用於10 MHz 以上濾波器的應用。

GM-C 濾波器具有佔用IC 面積小及可操作頻率範圍寬(Ps. 操作頻率從數百KHz 至數百MHz.) 的優點，故成為中頻(IF) 濾波器的一個較佳選擇。

1.3 研究動機及論文概述

GM-C 濾波器於數十MHz 至數百MHz 的On-chip 帶通濾波器幾乎是唯一可行的實現方法。但因Gm-cell 易受製程影響，故此一帶通濾波器需要針對中心頻率及Q值做校正。現存的校正方法主要有(1) Master-Slave

Tuning ; (2) Self-Tuning ; (3) Correlated Tuning Loop ; (4) Adaptive Filter Tuning ; (5) Orthogonal Reference Tuning ...等[3]。但以上的方法都需要於工作中同時調校及技術上具高度複雜度的缺點。故若能找到一種解決上述缺點的方法必定能拓展On-chip 帶通濾波器在通訊積體電路上的應用。

為解決現存GM-C 濾波器調校技術太過複雜的問題，本文提出一種不同的方法，此方法是使用trimming 消去因製程造成的變異，再利用自補償偏壓電路以補償IC 的溫度效應。

文中，首先描述中頻濾波器於通訊系統所扮演的角色，其次論及為何以GM-C 濾波器為主題，接著說明本論文的研究動機，最後，再詳述研究的基本理論、研究方法及研究結果。

1.4 研究內容

本文提出一種不同的GM-C 濾波器設計方法，此方法是使用trimming 消去因製程造成的變異，再利用自補償偏壓電路以補償 IC 的溫度效應 [4]。

為證明這種方法的可行性，本文首先就GM-C 濾波器的基本原理作一番簡單敘述；其次利用一個36 MHz中頻帶通濾波器對製程變異與所需偏壓的關係作研究；再分析此濾波器的溫度效應與所需偏壓的關係；最後，針對前述的研究結果提出一種可量產的GM-C 濾波器設計方法。

1.5 研究方法

GM-C 濾波器對製程變異與所需偏壓的關係研究，係利用一個參考的 36 MHz 中頻帶通濾波器以 Hspice 針對 Corner 作模擬，找出各個 Corner 所需的偏壓；而 GM-C 濾波器的溫度效應與所需偏壓的關係分析，乃是以 Hspice 針對不同溫度作模擬，找出各個不同溫度所需的偏壓。最後，分析本文設計的可調式自補償偏壓電路可產生不同 Corner 和不同溫度所需的偏壓，證明此一種不同的 GM-C 濾波器設計方法可應用於量產的 On-chip 中頻濾波器設計中。

二.理論

2.1 連續時間式主動濾波器

一般而言，連續時間式主動濾波器可用一組微分方程式來表示：

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}X(t) &= AX(t) + Bu(t) \\ y(t) &= CX(t) + du(t)\end{aligned}\quad (1)$$

其中，

- X(t) 為一個 $n \times 1$ 的向量
- A 為一個 $n \times n$ 的係數矩陣
- B 為一個 $n \times 1$ 的係數向量
- u(t) 為系統輸入
- y(t) 為系統輸出
- C 為一個 $1 \times n$ 的係數向量
- d 為一個純量。

取 Laplace 轉換可得頻域轉移函數 $H(s)$ ，

$$H(s) \equiv \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0} \quad (2)$$

透過適當地選擇係數 a_i 和 b_i ，可合成我們所希望的濾波器頻率響應。二階帶通濾波器其轉移函數，如下

$$H_{BP}(s) = \frac{a'_n s^n}{b'_{2n} s^{2n} + b'_{2n-1} s^{2n-1} + \dots + b'_0} \quad (3)$$

一般而言，我們可以由低通濾波器的轉移函數推得，

$$H_{LP}(s) = \frac{a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0} \quad (4)$$

上式以

$$s \rightarrow \frac{s^2 + \omega_o^2}{Bs} \quad (5)$$

代入，即可得帶通濾波器的轉移函數。

濾波器架構是實現濾波器的方法，可用流程圖來表示。例如圖 2 的流程圖可表示下列的二階帶通濾波器轉移函數，

$$H_{BP}(s) = \frac{s\omega_o}{s^2 + s\frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2}$$

其中，

- ω_o 為帶通濾波器的中心頻率
- Q 為品質係數 (Q Factor)。

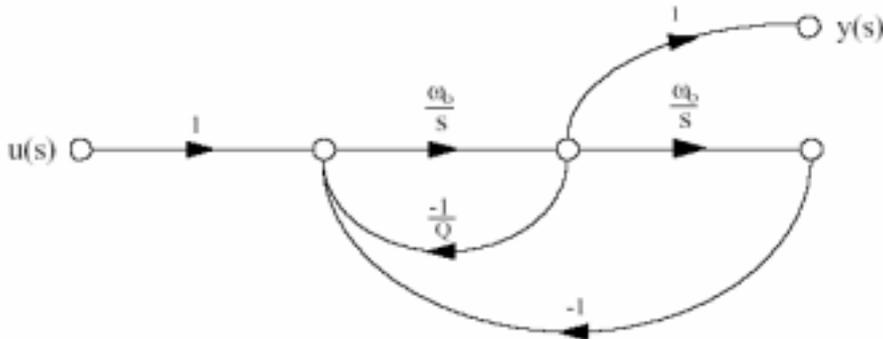


圖 2. 帶通濾波器的流程圖表示法

2.2 GM-C 濾波器的基本原理

2.2.1 Transconductance (gm) Cells

上述的帶通濾波器架構，一般而言都是以運算放大器加上電阻、電容形成的積分器來合成所需要的特性。因為運算放大器有頻寬的問題，故不適用於中頻帶通濾波器中。取而代之的電路設計為 Transconductor amplifier - capacitor (TAC)，Operational transconductance amplifier - capacitor (OTA-C)，及 simply transconductor - capacitor (Gm-C) 等。本文討論的 GM-C 濾波器即是利用簡單的 Transconductance (gm) Cells 代替低頻帶通濾波器中的運算放大器[5][6]。

典型的 Transconductance (gm) Cells 如圖3，一般是以 Differential 型式設計如圖4。

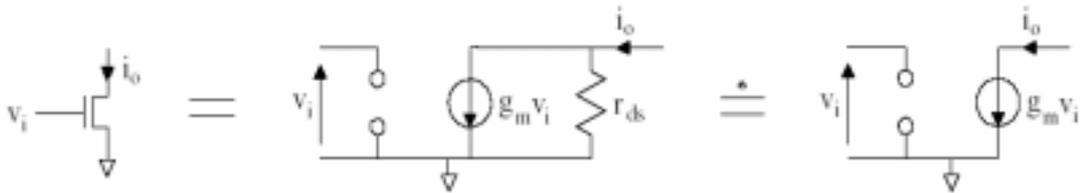


圖 3. 典型的 Transconductance (gm) Cells

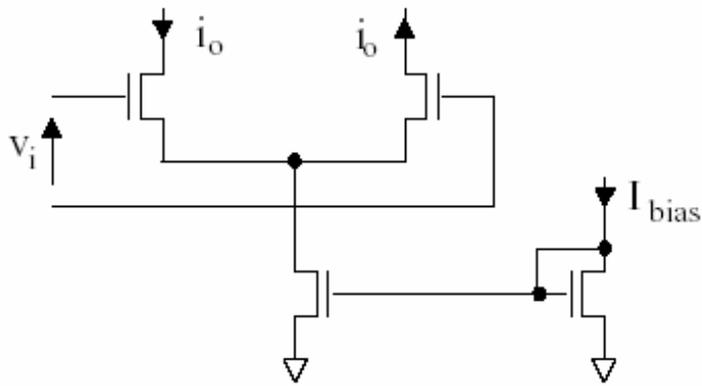


圖 4. Differential Transconductance (g_m) Cells

2.2.2 GM-C 帶通濾波器的實現

任何帶通濾波器均可以二階並聯諧振腔(Bandpass Biquad)合成，此一二階 Bandpass Biquad 可以並聯的 RLC 電路表示，如圖 5。

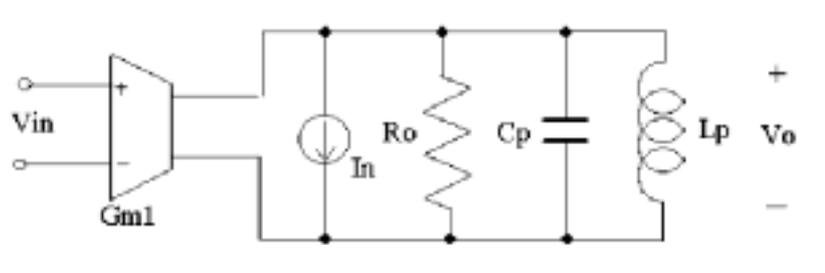


圖 5. 二階 Bandpass Biquad

其中，RLC 分別以相對應的 Gm-based 電路取代可得圖 6 的 GM-C 帶通濾波器的實現。

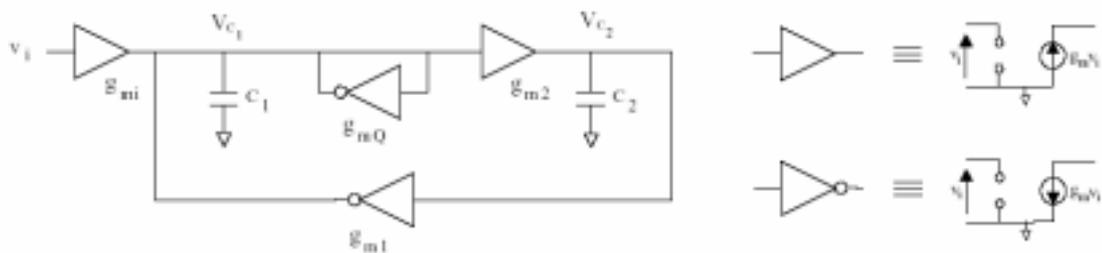


圖 6. GM-C 帶通濾波器

推導此一帶通濾波器的轉移函數。可得下列關係式：

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \dots\dots\dots \text{式(1).}$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 g_{m1} g_{m2}}{C_2 g_{mQ}^2}} \dots\dots\dots \text{式(2).}$$

$$\left| \frac{V_{C1}}{V_i} \right|_{\omega_o} = \frac{g_{mi}}{g_{mQ}} \dots\dots\dots \text{式(3).}$$

假如我們令 $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ 及 $C_1 = C_2 = C$ ，上述關係式可簡化為

$$\omega_o = \frac{g_m}{C} \dots\dots\dots \text{式(4).}$$

$$Q = \frac{g_m}{g_{mQ}} \dots\dots\dots \text{式(5).}$$

$$\left| \frac{V_{C1}}{V_i} \right|_{\omega_o} = \frac{g_{mi}}{g_{mQ}} \dots\dots\dots \text{式(6).}$$

其流程圖表示法，如圖 7。

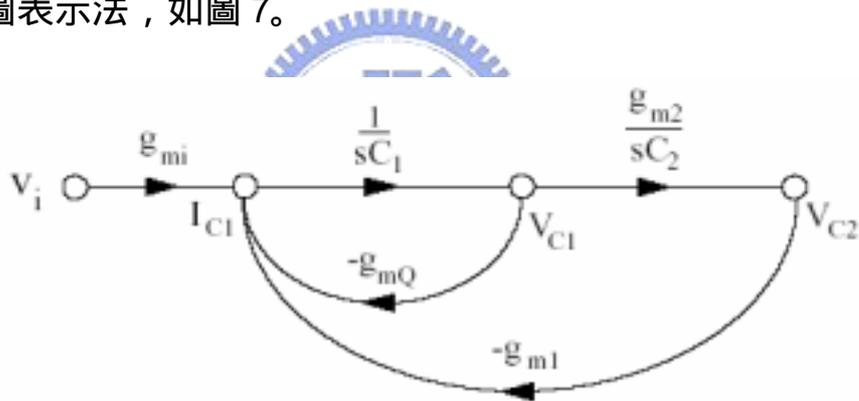


圖 7. GM-C 帶通濾波器信號流程圖

觀察關係式(4)，GM-C 帶通濾波器的中心頻率由 g_m 及 C 的比率決定，易受 IC 製程影響無法精確地受到控制，故此一濾波器設計中一定需要某種頻率調校技術；再從關係式(5)及(6)中，我們可知 GM-C 帶通濾波器的 Q 及中頻增益是由 g_m ， g_{mQ} 及 g_{mi} 的比率決定，此兩項參數在 IC 製程可獲得精確地控制，理論上我們無需對這兩項參數作調校。

2.3 固定及變動誤差之可補償性

以 GM-C 帶通濾波器的中心頻率而言，IC 製程對 g_m 及 C 的比率的影響屬於固定誤差，只要我們取兩者之一來設計為可調式，再加一個監測及反饋系統，我們即可精確地調校中心頻率至原始設計目標內。

溫度變化亦會對 g_m 及 C 的比率有影響，此一影響是屬於變動誤差，無法

於一次性的調校中消去，假如溫度與帶通濾波器的中心頻率的關係式是單調遞增或單調遞減，我們只要設計可調式電路具有上述關係式的反函數，則此變動誤差可獲得一定程度的補償。而補償的準確性取決於可調式電路產生的影響對反函數的逼近程度，故一定存在某程度的誤差。



三. GM-C 帶通濾波器之設計與研究

3.1 36 MHz 中頻帶通濾波器設計

為研究中頻帶通濾波器的 Corner 及溫度效應，我們選定數位電視接收機中常用的 36MHz [7] 為此濾波器的帶通中心頻率。參考的 36 MHz GM-C 帶通濾波器設計如圖 8。

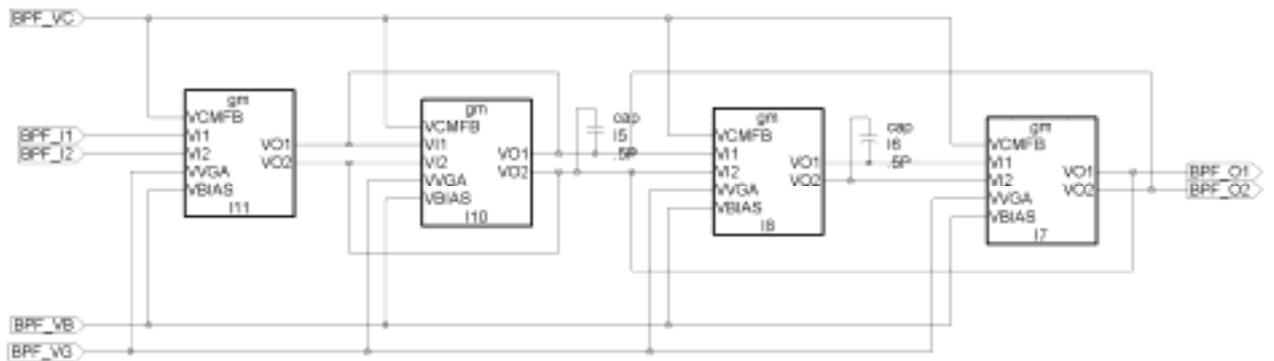


圖 8. 36 MHz GM-C 帶通濾波器系統方塊圖

因本文主要在研究 GM-C 帶通濾波器的 Corner 及溫度效應對帶通中心頻率的影響，故為簡化考量所有 Gm cell 都採用同一個 Gm 電路 [8][9]。此一 Gm 電路如圖 9。

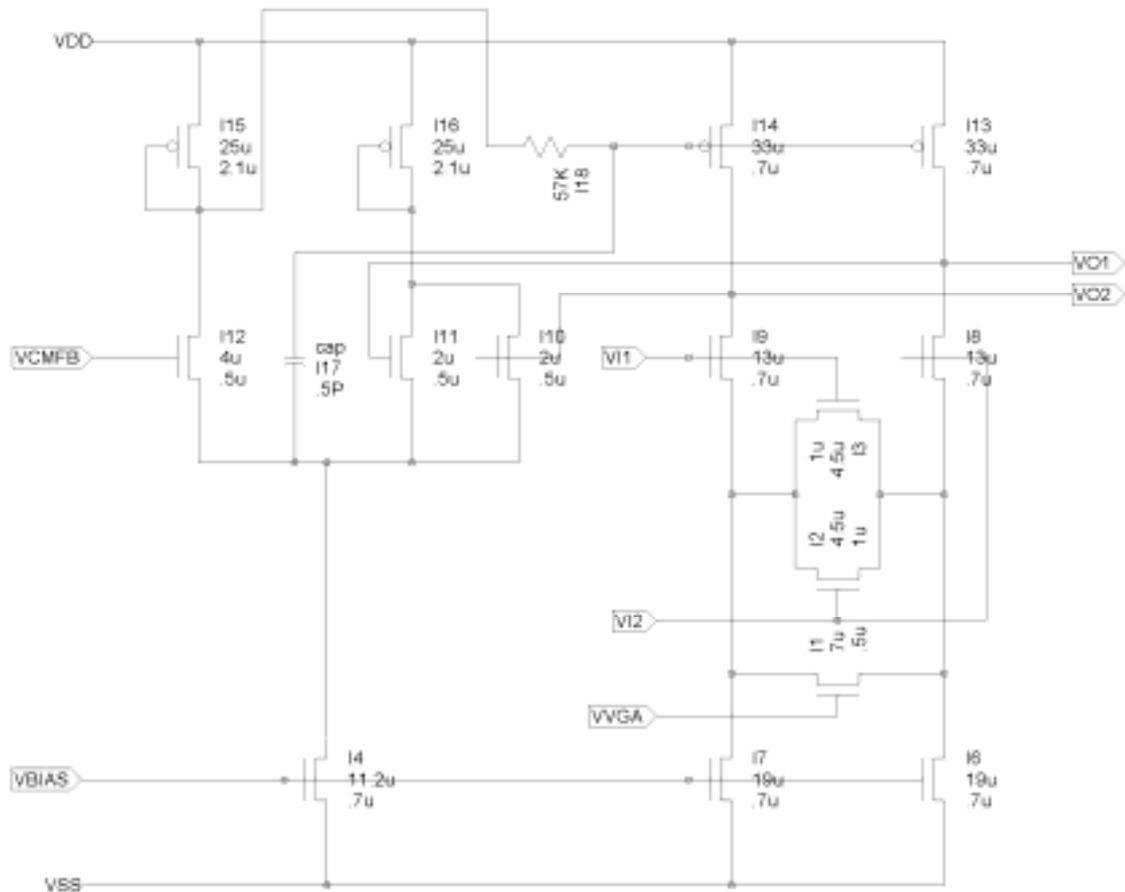


圖 9. Gm cell 細部電路圖

此一 GM-C 帶通濾波器是採 TSMC 0.18um Mixed Signal SALICIDE (1P6M, 1.8V/3.3V) 製程模擬，設計電壓為 1.8V。其重要設計偏壓設定如下：

** Power Supplies

Vdd vdd 0 1.8

Vss vss 0 0

Vvga bpf_vg 0 1.5

Vcmref bpf_vc 0 1.1

Vbias bpf_vb 0 0.482

* common-mode signal level

Vcm 101 0 DC 1.1 AC 0

其模擬結果 (Corner=TT & Temp = +25)，如下圖 10。

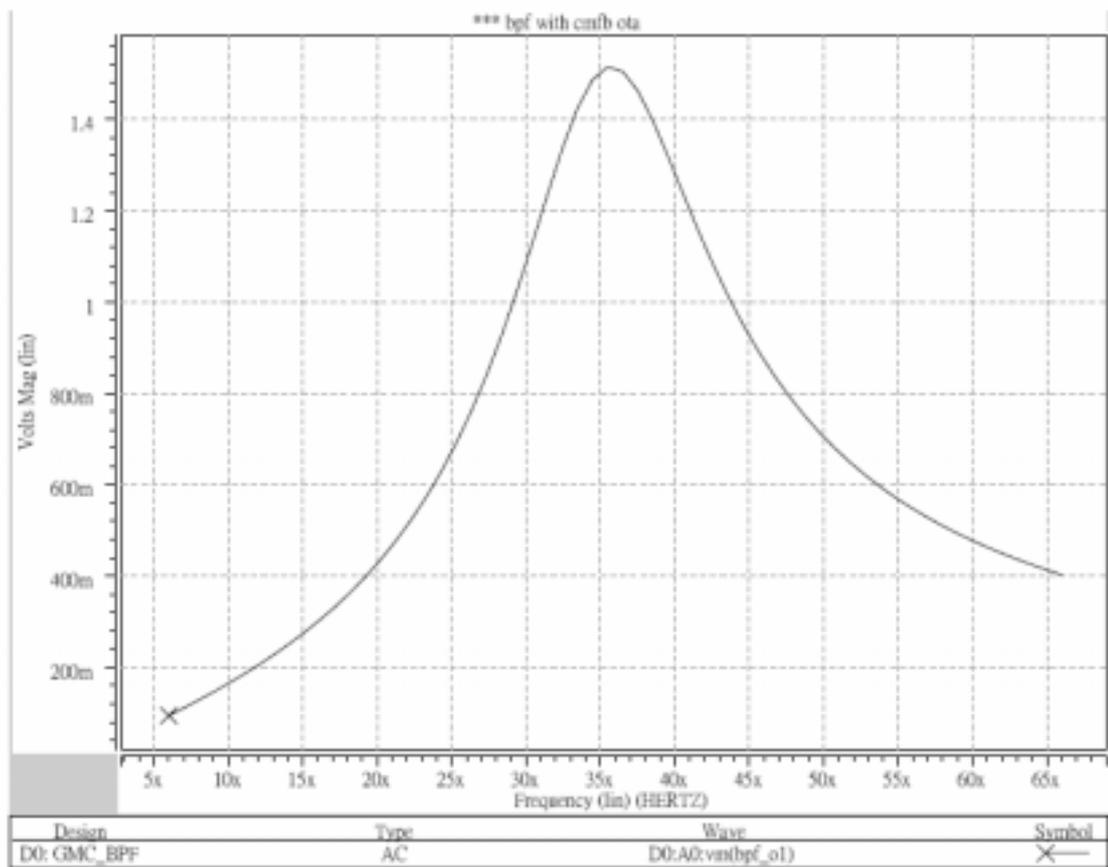


圖 10. 中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=TT & Temp = +25)

Y 軸取 Log scale 時，可得圖 11。

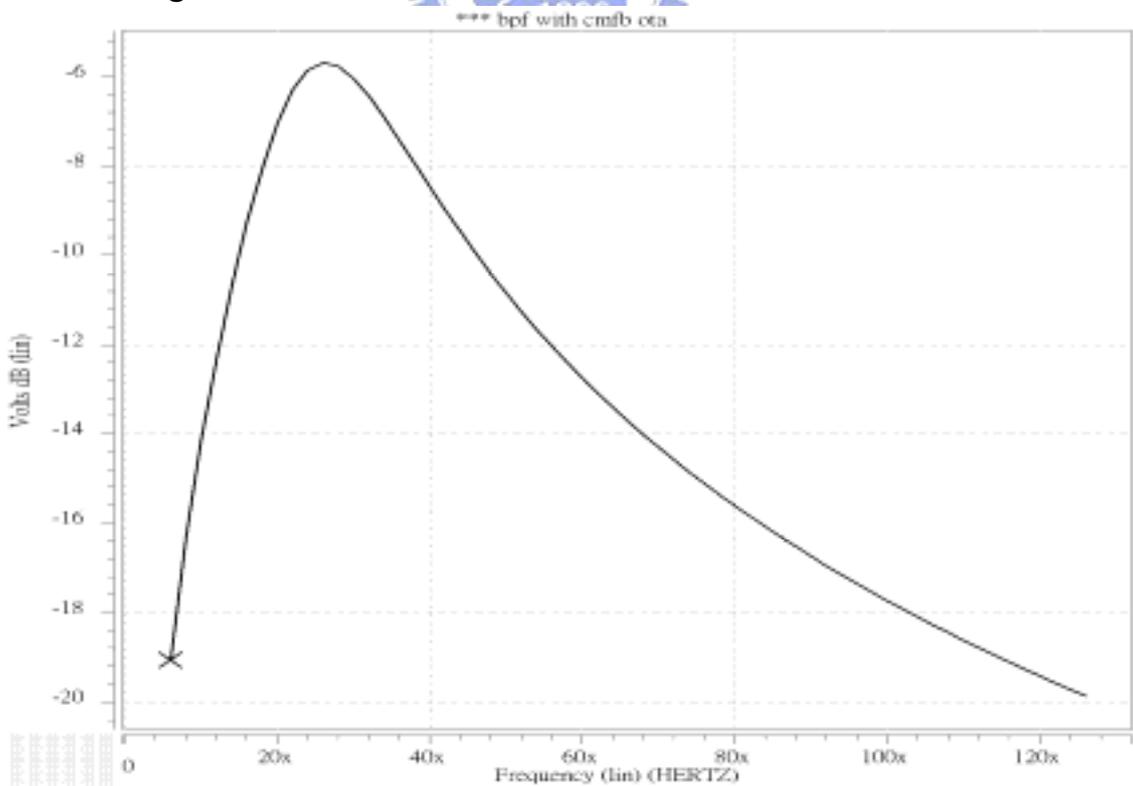


圖 11. 中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=TT & Temp = +25)

3.2 GM-C 濾波器的 Corner 效應

對於研究此一 GM-C 帶通濾波器受製程造成的變異,我們採用 Hspice 中的 Corner 效應來模擬。在固定的偏壓條件下,其模擬結果如圖 12, 13, 14, 15。

3.2.1 Corner = FF :

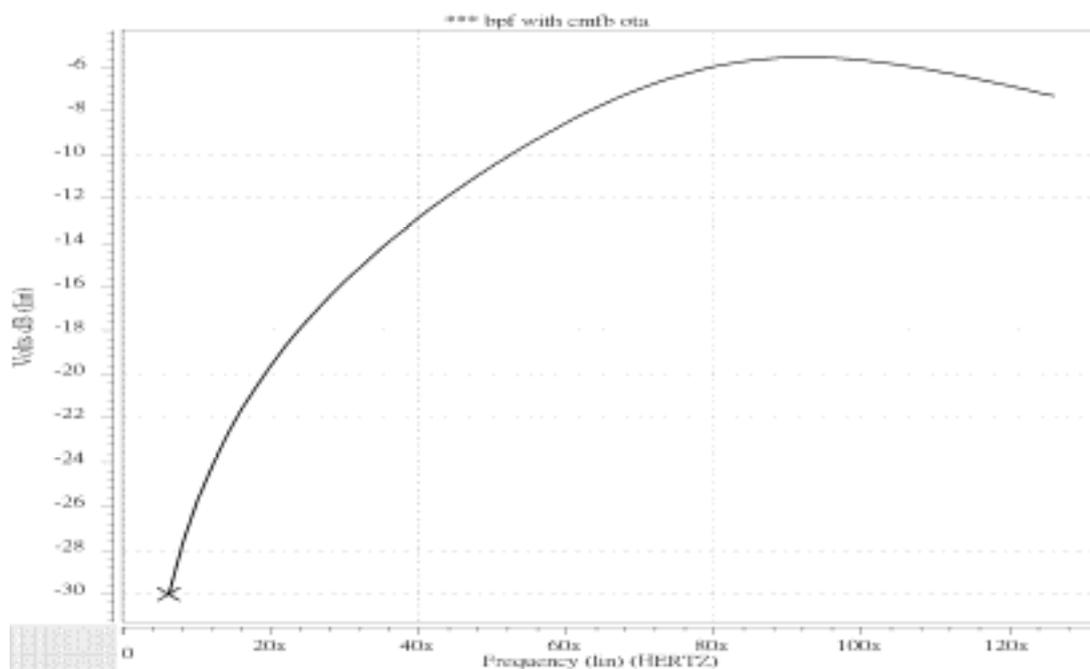


圖 12. 中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=FF & Temp = +25)

3.2.2 Corner = SS:

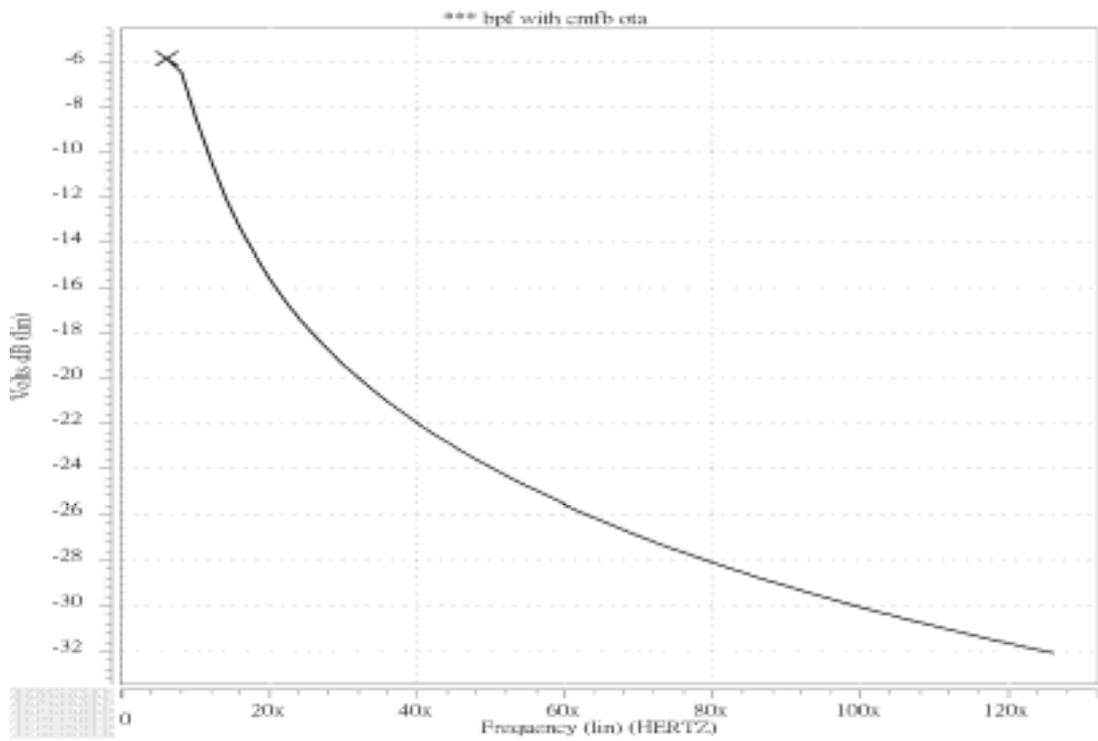


圖 13. 中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=SS & Temp = +25)

3.2.3 Corner = FS:

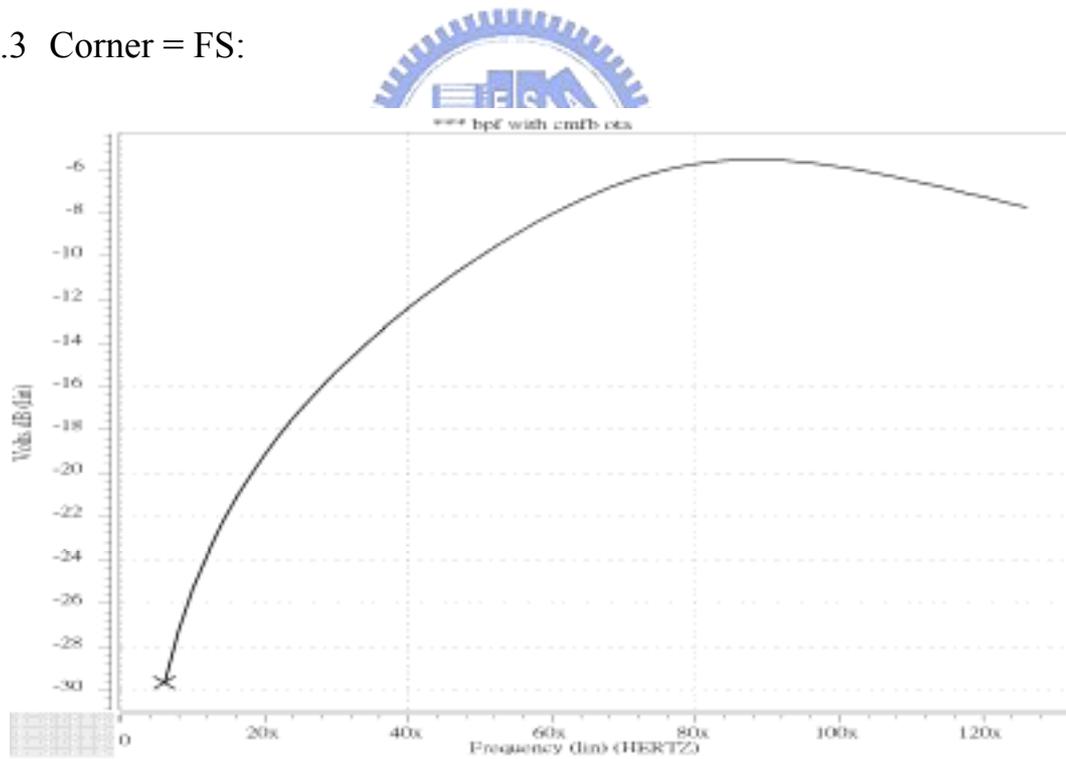


圖 14. 中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=FS & Temp = +25)

3.2.4 Corner = SF:

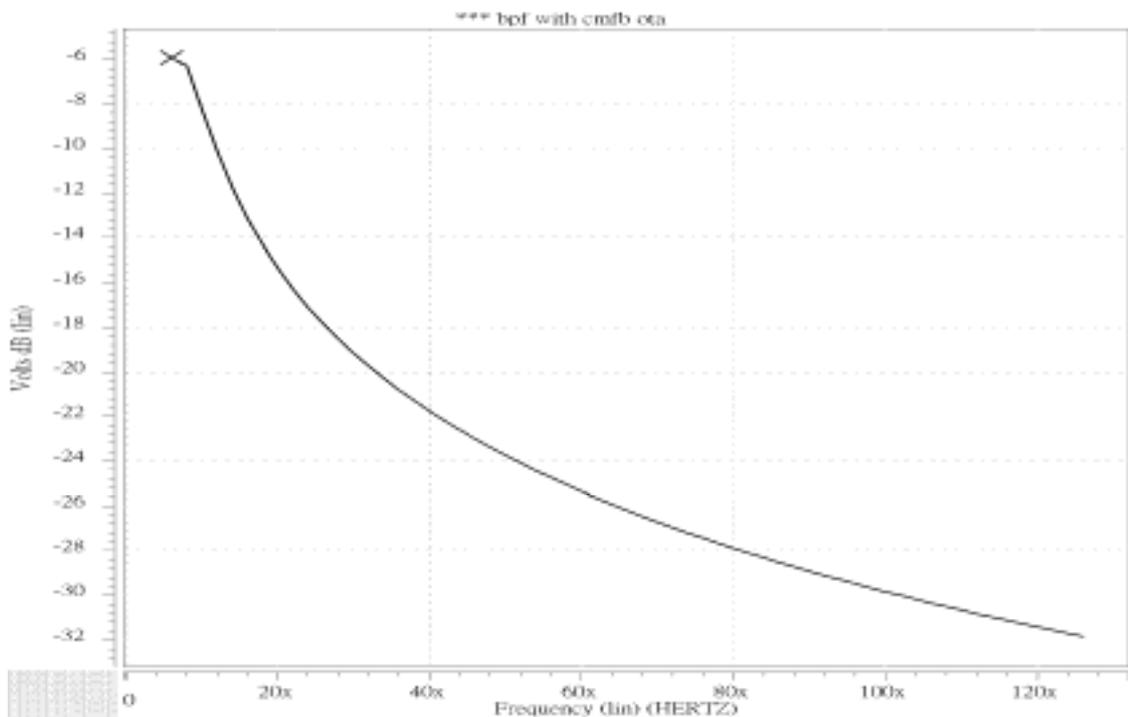


圖 15. 中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=SF & Temp = +25)

由上述 Corner 的模擬結果，我們可以發現製程變異對 GM-C 帶通濾波器的帶通中心頻率影響極大。再詳細分析模擬數據可以得知製程變異對 V_T 值的改變很劇烈。

我們嘗試改變 V_{bias} 值，發現可利用改變 V_{bias} 值將 GM-C 帶通濾波器的帶通中心頻率調回原設計值。對不同的 Corner，利用模擬所得到的所需 V_{bias} 值，如列表 1。

Corner	Vbias
	(Vdc)
TT	0.498
FF	0.392
SS	0.605
FS	0.395
SF	0.602

表 1. Corner 與所需 V_{bias} 偏壓關係表

由上述的結果可知，我們可以利用此一特性。只要我們設計一種可 Trimming 的偏壓電路，即可在 IC 測試時 Trim 去製程變異對 GM-C 帶通濾波器的影響。

3.3 GM-C 濾波器的溫度效應

對於研究此一 GM-C 帶通濾波器的溫度效應，我們採用 Hspice 來模擬在經過製程變異調校後的條件下，帶通濾波器的 F_o 與溫度的關係。其模擬結果如圖 16，17。

3.3.1 Temperature = -20 :

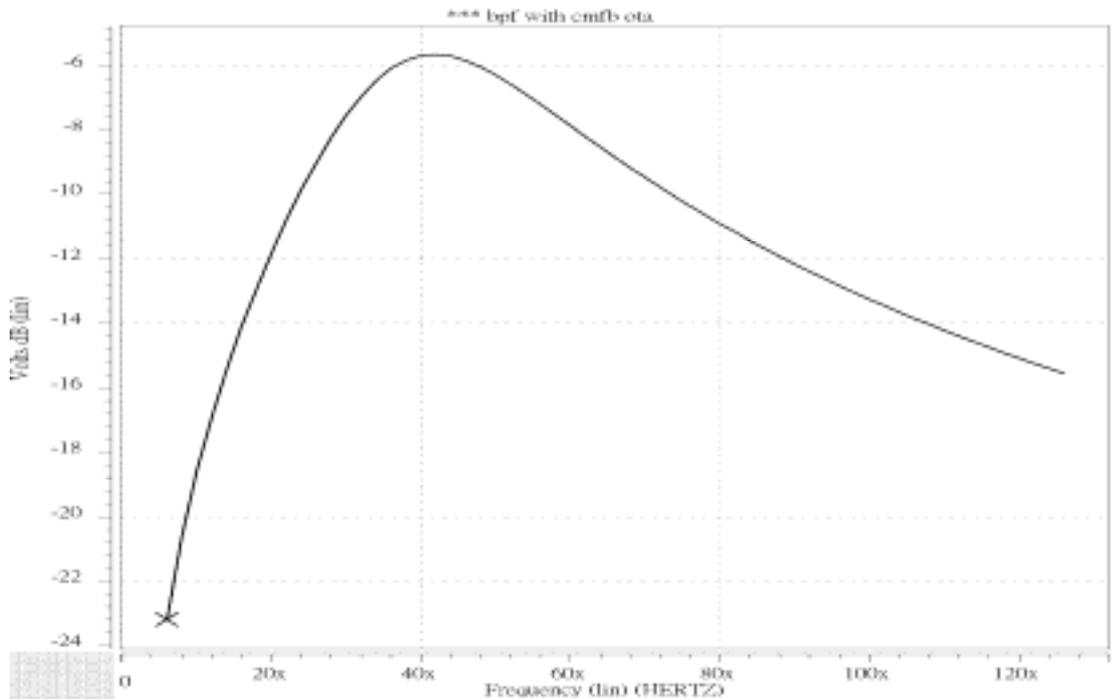


圖 16. 調校後，中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=TT & Temp = -20)

3.3.2 Temperature = +70 :

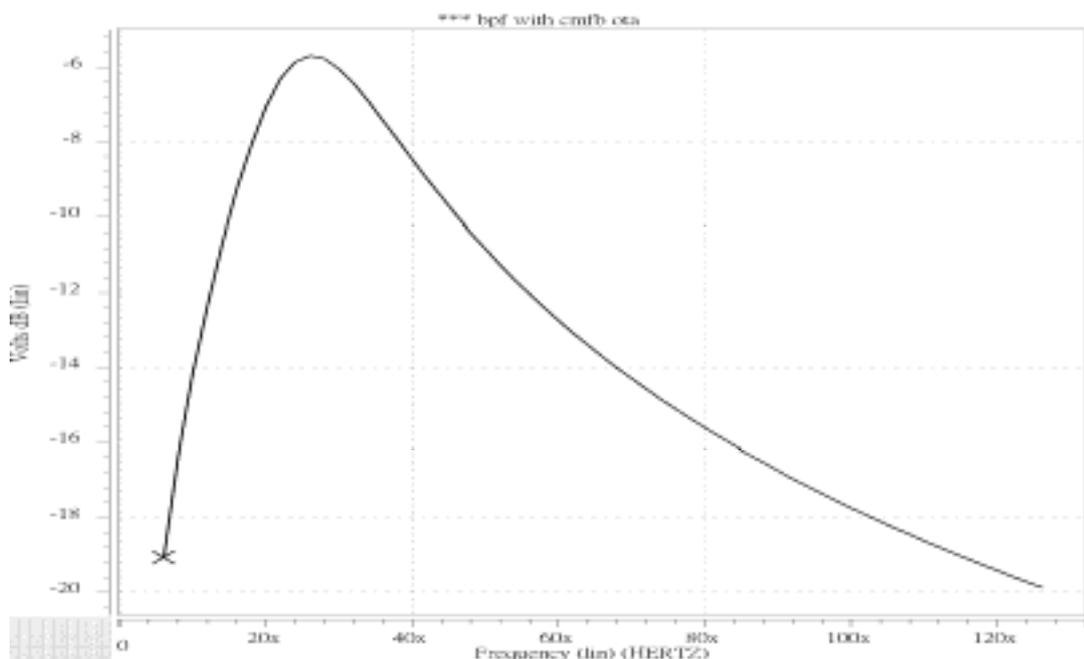


圖 17. 調校後,中頻濾波器頻率響應圖 (Corner=TT & Temp =+70)

3.3.3 溫度與 GM-C 帶通濾波器的帶通中心頻率的關係：

從上述 a 與 b 的模擬結果，我們可知溫度對帶通濾波器的帶通中心頻率還是有相當大的影響。針對這一個特性，我們需要研究此影響是否具有可補償性，所以我們針對各種 Corner 在經過 Trimming 下，做不同溫度的研究，其模擬結果如下列表 2，

Corner	Vbias (Vdc)	Fo (MHz) @Temperature (°C)									
		-20	-10	0	10	25	40	50	60	70	80
TT	0.498	26	28	31	34	36	38	39	41	42	43
FF	0.392	26	28	30	33	36	39	41	42	43	44
SS	0.605	27	29	31	34	36	38	39	40	41	41
FS	0.395	26	28	31	33	36	39	39	41	42	43
SF	0.602	27	29	32	34	36	38	39	41	41	42

表 2. 調校後，帶通濾波器中心頻率與溫度的關係

由上表資料，以溫度為 X 軸和以 Fo 為 Y 軸作圖，可得到如下曲線圖，如圖 18。

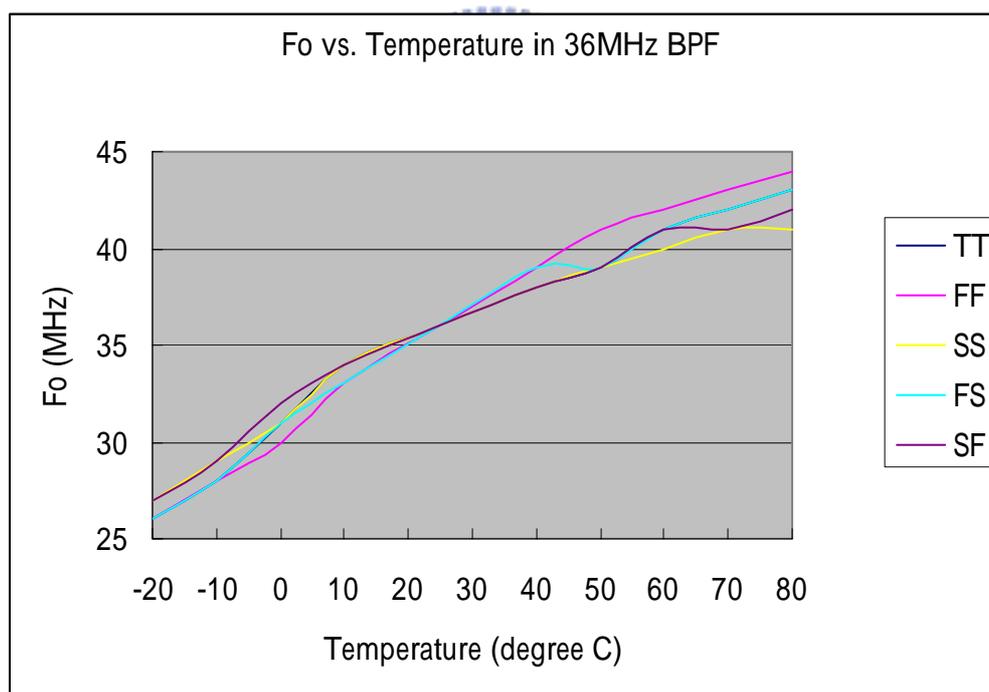


圖 18. 帶通濾波器中心頻率對溫度的曲線圖

從 Fo 與溫度變化的曲線圖得知，在不同的 Corner 條件下有相近單調遞增的對應關係。

3.3.4 在固定 Fo 的條件下，溫度與所需 Vbias 電壓的關係：

我們可以調整參考用 GM-C 帶通濾波器電路中的 Vbias 電壓，使模擬的帶通濾波器 Fo 移到原設計中心頻率。模擬結果如下表 3a。

Corner	Vbias (Vdc) @ Temperature ()			
	-20.000	25.000	70.000	$\Delta_{-20 \rightarrow +70}$
TT	0.517	0.498	0.482	-0.035
FF	0.412	0.392	0.376	-0.036
SS	0.624	0.605	0.591	-0.033
FS	0.415	0.395	0.379	-0.036
SF	0.621	0.602	0.587	-0.034
Avg.				-0.035

表 3a. 不同溫度下所需的 Vbias 偏壓(C5 & C6 =0.5 pF)

故根據此一特性，我們可以大膽假設若我們能設計一種能產生如上表電壓的偏壓電路必可得到一個對製程與溫度相當穩定的帶通濾波器。

若我們變更 I5 & I6 電容從 0.5 pF 至 1.0 pF, 同樣地調整參考用 GM-C 帶通濾波器電路中的 Vbias 電壓，使模擬的帶通濾波器 Fo 移到原設計中心頻率。模擬結果如下表 3b.

Corner	Vbias (Vdc) @ Temperature ()			
	-20	25	70	$\Delta_{-20 \rightarrow +70}$
TT	0.54	0.527	0.518	-0.022
FF	0.434	0.418	0.408	-0.026
SS	0.648	0.636	0.628	-0.020
FS	0.437	0.424	0.414	-0.023
SF	0.644	0.632	0.623	-0.021
Avg.				-0.022

表 3b. 不同溫度下所需的 Vbias 偏壓 (C5 & C6 =1.0 pF)

由表 3a 和表 3b，我們可知在維持相同的帶通濾波器中心頻率時，利用改變 C5 & C6 的值可改變 Vbias 在不同的溫度下所需的偏壓差值

3.3.5 其它偏壓與帶通濾波器中心頻率的關係

上述章節研究了 Vbias 與製程 Corner 及溫度的關係，但其它偏壓對帶通濾波器中心頻率 Fo 的影響也應納入考慮。我們針對 Vcmref 及 Vvga 作模擬，其模擬結果如下表 4。

Corner	Bias Voltage (Vdc)			Fo (MHz)
	Vbias	Vcmref	Vvga	

TT	0.527	0.900	1.500	37
		1.100		36
		1.300		34
	0.527	1.100	1.300	34
			1.500	36
			1.700	37

表 4. 其它偏壓與帶通濾波器中心頻率的關係

由模擬結果可知， V_{cmref} 及 V_{vga} 對帶通濾波器中心頻率 F_0 有影響但不嚴重。

3.4 可調式自補償偏壓電路設計

3.4.1 具溫壓變化的電壓源研究

我們採用不同的電壓源電路[10]作溫壓變化與輸出電壓的研究，如圖 19a, 19b, 和 19c。

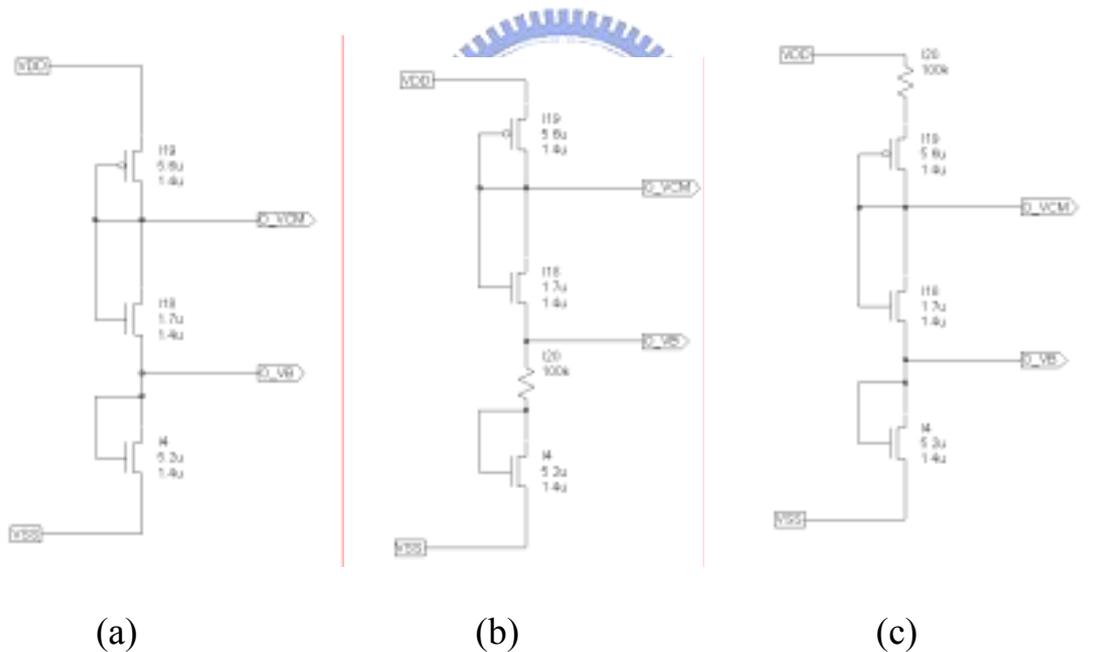


圖 19. 三種不同的電壓源電路

使用 Hspice 針對以上電路，使用下列模擬條件作模擬，

```
.lib 'mm018.l' tt
.temp -20 25 70
```

```
** power supplies
vdd vdd 0 1.8
vss vss 0 0
```

模擬結果如下表 5。

Circuit	V_{O_VB} (Vdc) @ Temperature ()			
	-20	25	70	$\Delta_{-20 \rightarrow +70}$
19a	0.503	0.493	0.484	-0.019
19b	0.58	0.599	0.618	0.038
19c	0.466	0.445	0.426	-0.040

表 5. 圖 19 中,不同電路在不同溫度下所產生的 V_{O_VB} 偏壓

19b 的模擬結果與期望的溫度效應相反,仔細觀察 MOS 模擬數據可知,因 I_d 會隨溫度增加而增加,造成 V_{O_VB} 快速隨溫度上升。19a 及 19c 的模擬結果與我們期望的溫度效應相同,比較兩者的差異點,我們可知控制電阻 I_{20} 可改變 V_{O_VB} 的溫度差異值。

3.4.2 可調式自補償偏壓電路

由上節的模擬中可找到具溫壓變化的電壓源,但其實際的輸出電壓並不符合 GM-C 帶通濾波器的偏壓需求,故此一電壓源需要 Level Shifter 電路[10]將輸出電壓調整至 GM-C 帶通濾波器所需偏壓。根據系統需求,我們採用 High level shifting circuit,其電路原理如下:

High-Z level shifting circuit

$$\Delta V_{DC}(NMOS) = +V_{GS}$$

$$\Delta V_{DC}(PMOS) = -V_{GS}$$

$$* r_o \cong \frac{1}{g_m}$$

$$\therefore W/L \ll 1$$

$$\Rightarrow r_o \uparrow (\Delta V_{DC} \uparrow)$$

Frequency response could be degraded.

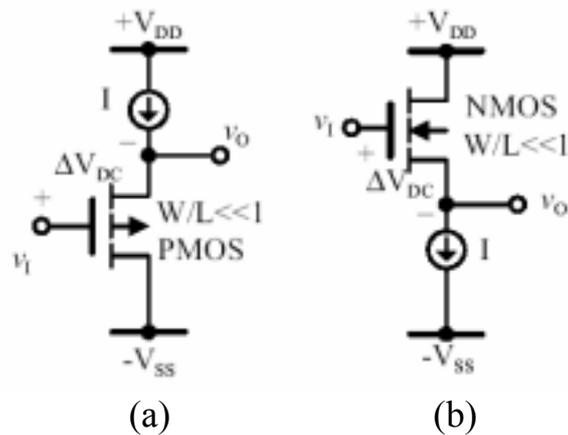


圖 20. 二種不同的 Level Shifter 電路

因電壓源輸出電壓比實際需要的偏壓低,我們得採用 PMOS 型 Level Shifter,但因 $\Delta V_{DC}(PMOS) = -V_{GS} < -V_{TH}$ 遠大於所需的電壓差,故我們採用 PMOS 型+ NMOS 型 Level Shifter 以得到精確的電壓偏移量。實際的設計電路如圖 21。

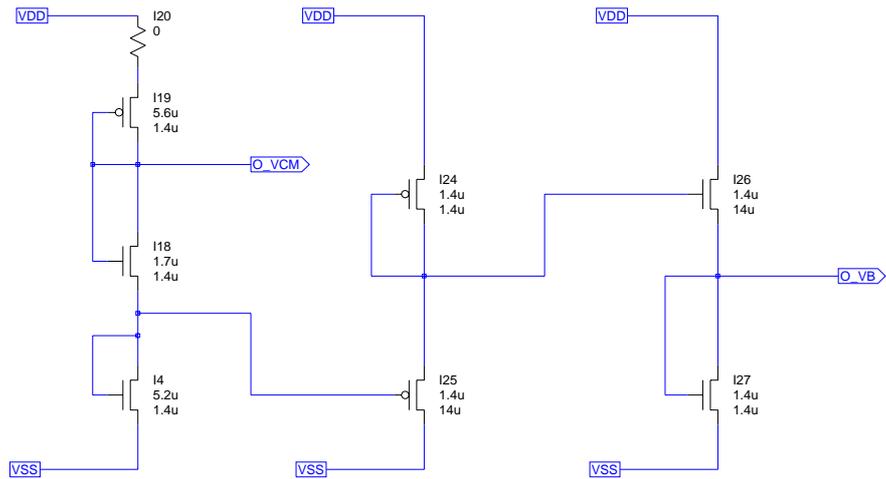


圖 21. 可調式自補償偏壓電路 1

使用 Hspice 針對以上電路,使用下列模擬條件作模擬 ,

```
.lib 'mm018.l' tt
.temp -20 25 70
```

```
** power supplies
vdd vdd 0 1.8
vss vss 0 0
```



模擬結果如下表 6 , 7 , 8。

Ri20	V _{O_VB} (Vdc) @ Temperature ()				V _{O_VCM} (Vdc) @ Temperature ()			
	-20	25	70	Δ _{-20 -> +70}	-20	25	70	Δ _{-20 -> +70}
0	0.517	0.503	0.489	-0.028	1.199	1.193	1.191	-0.008
100k	0.513	0.499	0.485	-0.028	1.25	1.265	1.28	0.030
200k	0.512	0.498	0.484	-0.028	-	-	-	-

表 6. 圖 21 的電路中 Ri20 對 V_{O_VB} 偏壓的影響

當 R20=0; M25=1.4/14 -> 1.4/1.4 時 ,

M4 W/L	V _{O_VB} (Vdc) @ Temperature ()			
	-20	25	70	Δ _{-20 -> +70}
5.2/1.4	0.496	0.479	0.461	-0.035
1.4/1.4	0.504	0.487	0.47	-0.034
1.4/12	0.513	0.499	0.484	-0.029

表 7. 圖 21 的電路中 M4 W/L 對 V_{O_VB} 偏壓的影響

M27 W/L	V_{O_VB} (Vdc) @ Temperature ()			
	-20	25	70	$\Delta_{-20 \rightarrow +70}$
1.4/1.4	0.497	0.479	0.462	-0.035
1.4/3.4	0.511	0.499	0.487	-0.024
1.4/4.2	0.516	0.505	0.494	-0.022
1.4/14	0.547	0.545	0.542	-0.005

表 8. 圖 21 的電路中 M27 W/L 對 V_{O_VB} 偏壓的影響

上述的設計無法兼顧表 3a 中 V_{O_VB} 及 $\Delta_{-20 \rightarrow +70}$ 的需求，我們變更設計如下，如圖 22。

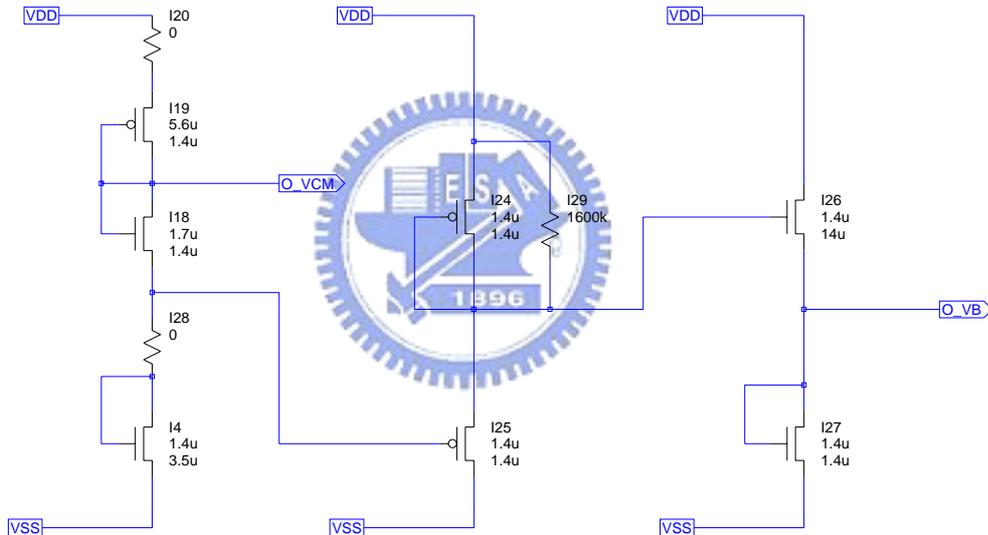


圖 22. 可調式自補償偏壓電路 2

此一電路模擬結果如下表 9。

Ri29	M4 W/L	V_{O_VB} (Vdc) @ Temperature ()			
		-20	25	70	$\Delta_{-20 \rightarrow +70}$
50k	1.4/1.4	0.588	0.569	0.55	-0.038
100k		0.572	0.553	0.534	-0.038
200k		0.557	0.538	0.519	-0.038
400k		0.544	0.525	0.507	-0.037
800k		0.533	0.515	0.498	-0.035
1600k	1.4/1.4	0.525	0.508	0.492	-0.033
	1.4/2.8	0.516	0.497	0.48	-0.036

	1.4/3.5	0.517	0.499	0.482	-0.035
--	---------	-------	-------	-------	--------

表 9. 圖 22 的電路中 R_{i29} & M4 W/L 對 V_{O_VB} 偏壓的影響

由模擬結果可得上述的設計可兼顧表 3a 中 V_{O_VB} 及 $\Delta_{-20 \rightarrow +70}$ 的需求。而且變更 R_{i29} 可改變 V_{O_VB} 但對 $\Delta_{-20 \rightarrow +70}$ 不會造成太大的影響，故我們可利用這個參數用為 Trimming 的機制。

3.5 所提出的可量產帶通濾波器方法驗證

3.5.1 可量產帶通濾波器的電路設計

結合圖 8 的 36 MHz GM-C 帶通濾波器和圖 22 的可調式自補償偏壓電路，我們可得圖 23 的可量產帶通濾波器。

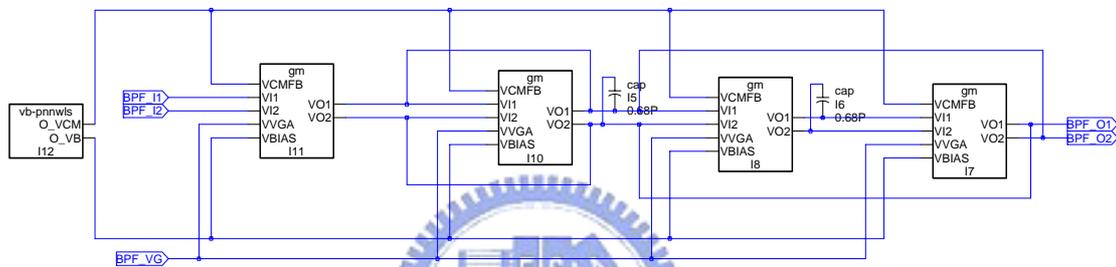


圖 23. 本文所提出的可量產帶通濾波器

其中功能方塊的詳細電路，分別為圖 24a 及圖 24b。

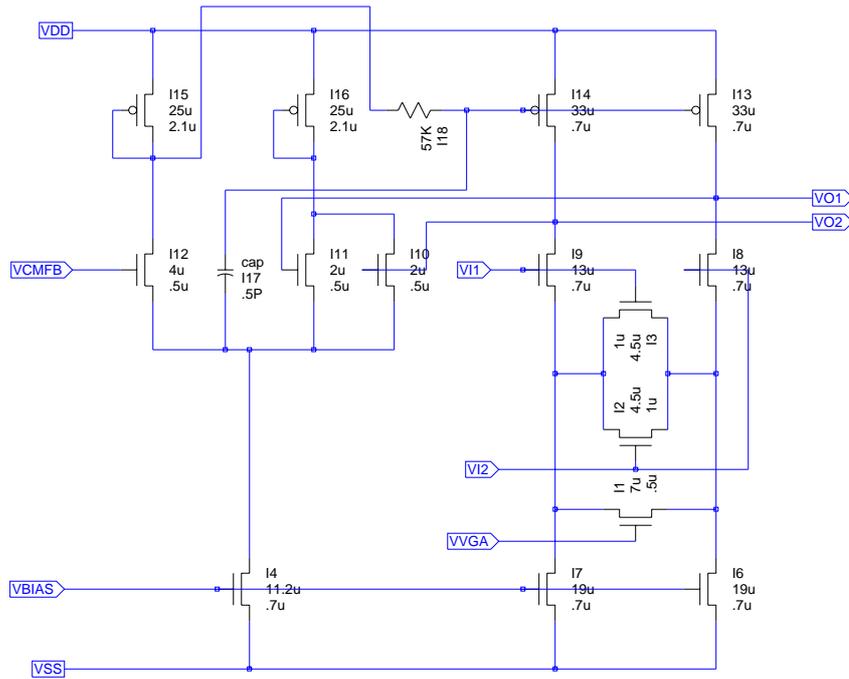


圖 24a. 功能方塊 gm 的詳細電路

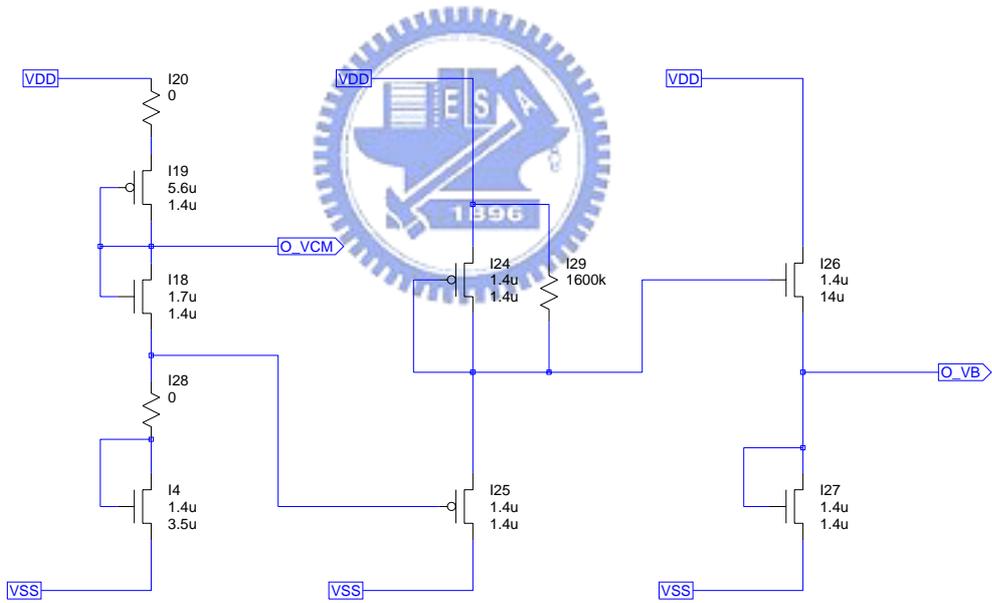


圖 24b. 功能方塊 vb-pnnwls 的詳細電路

3.5.2 可量產帶通濾波器的特性驗證

對於研究本文所提出的可量產帶通濾波器的溫度效應，我們先採用 Hspice 來模擬在製程 Corner TT 的條件下，帶通濾波器的 F_o 與溫度的關係。其模擬結果如圖 25，

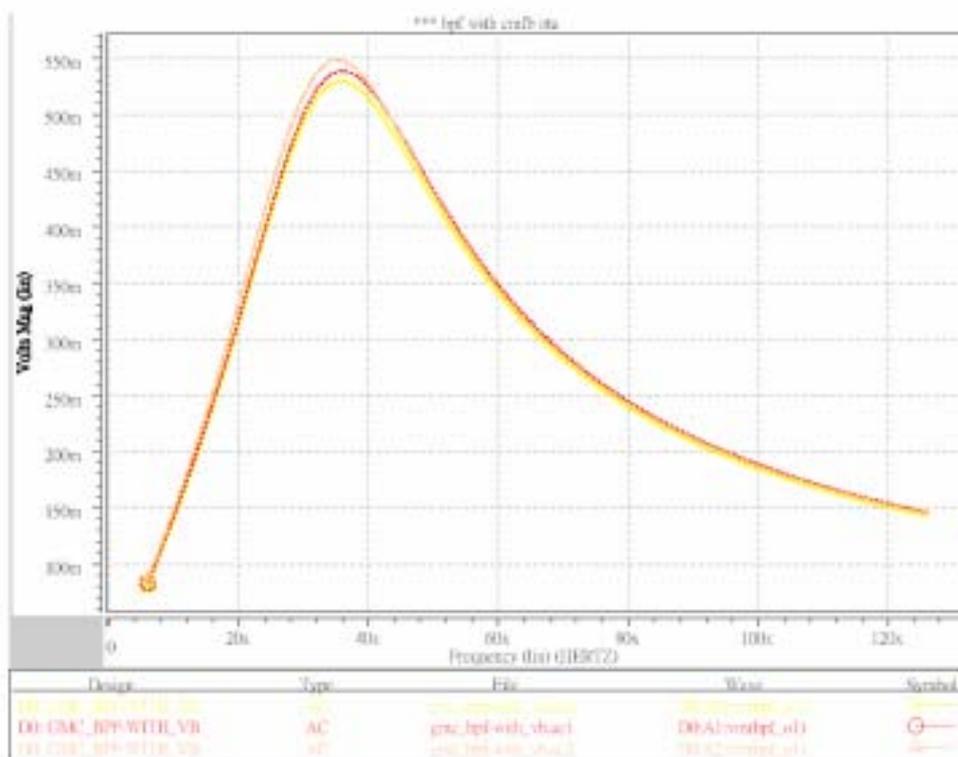


圖 25. 本文所提出的濾波器頻率響應圖 (Corner=TT)
(Yellow: -20 ; Red: +25 ; Orange: +70)

由上述的模擬結果可知，溫度於 -20~+70 變化時，本文所提出的濾波器其中心頻率 F_0 已不隨溫度變化而變化，比對未採用可調式自補償偏壓電路的濾波器頻率響應，如圖 26，本文所提出的濾波器已可符合通信系統中對中頻濾波器的要求。

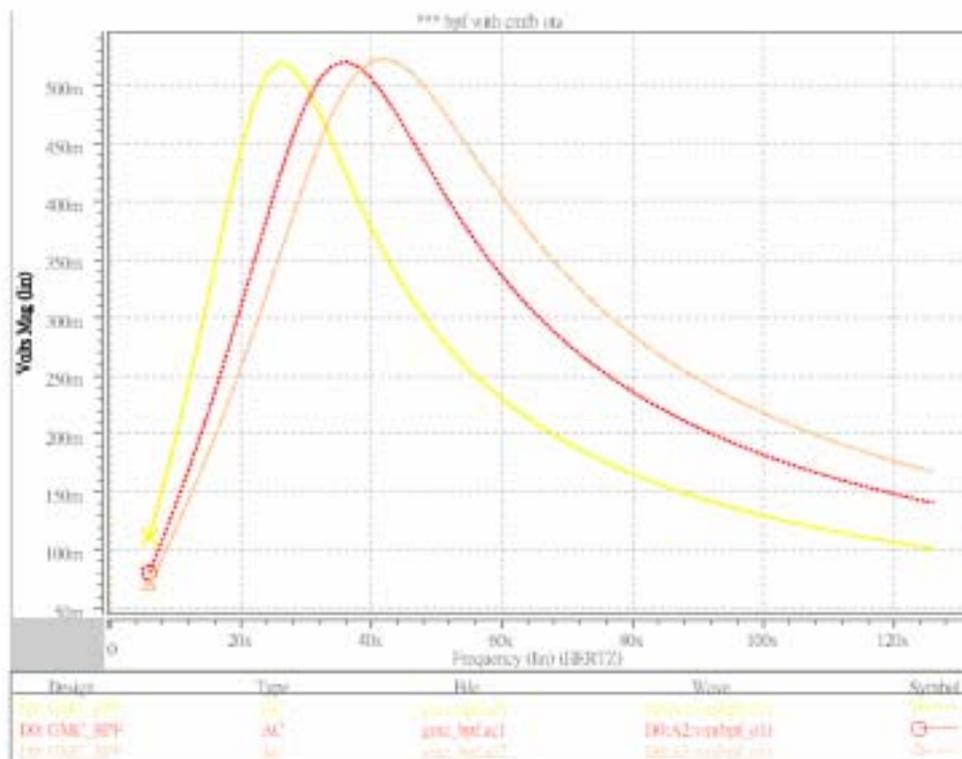


圖 26. 未採用可調式自補償偏壓電路的濾波器頻率響應(Corner=TT)
(Yellow: -20 ; Red: +25 ; Orange: +70)

在製程 Corner TT 的條件下，本文所提出的濾波器其中心頻率 F_0 已不隨溫度變化而變化可符合通信系統中對中頻濾波器的要求。

3.5.3 外接熱敏電阻式自補償偏壓電路

若考慮自補償偏壓電路不受製程因素影響，我們可利用熱敏電阻的溫度效應，電路設計如圖 27。

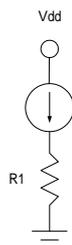


圖 27. 外接熱敏電阻式自補償偏壓電路

3.6 帶通濾波器方法的應用範圍

3.6.1 補償誤差的影響

因本文所提出的濾波器設計方法是利用 Trimming 來消去 IC 製程所造成的變異，但 Trimming 受限於所採用的電路結構及位元數會影響到校正的不準度。我們得研究此不準度對電路所造成的影響以瞭解此濾波器設計方

法適用的應用範圍。

由 4.3.3 節研究結果可知，欲涵蓋 IC 製程的所有 Corner，Vbias 的電壓可調範圍必須大於 0.392~0.605 Vdc，我們取 0.35~0.65 Vdc 為 Trimming 電路的設計規格，若在 10-bit Trimming 電路下，可得

$$\text{Voltage Accuracy} = (0.65 - 0.35) / 1024 = 0.3 \text{ mV/step}$$

由 4.3.3 節及 4.3.4 節在 -20 及 +70 的模擬結果可知

$$\text{濾波器中心頻率 } F_0 \text{ 對 } V_{\text{bias}} \text{ 的靈敏度} = (42 - 26) / (0.482 - 0.517) = -0.457 \text{ MHz/mV}$$

由上兩式可得，

$$\text{Trimming Accuracy} = |-0.457 \times 0.3| = 0.137 \text{ MHz/step.}$$

此 Trimming Accuracy 於 36 MHz 濾波器中所造成的中心頻率 F_0 誤差為 $0.137 / 36 = 0.3\% = \pm 0.15\%$ 。

另一個造成補償誤差的原因是自補償偏壓電路的補償誤差，一般而言，在 -20 ~ +70 的應用條件下可以控制在 2 MHz 以下，故溫度補償誤差所造成的中心頻率 F_0 誤差為

$$2 / 36 = 5.6\% = \pm 2.8\%.$$

故此設計方法所設計出的帶通濾波器其中心頻率 F_0 最大可能誤差為 $(\pm 0.15\%) + (\pm 2.8\%) = \pm 2.95\%$

3.6.2 最佳應用範圍

因為此設計方法所設計出的帶通濾波器其中心頻率 F_0 最大可能誤差為 $\pm 2.95\%$ ，故不適用於 High-Q 應用中。但在大多數的通訊系統中，我們可以改變系統設計使中頻帶通濾波器無需負擔太嚴格的頻率選擇性。

四. 結論

本論文所提出的 GM-C 濾波器設計方法，係使用 IC trimming 消去因製程造成的變異，再利用自補償偏壓電路以補償 IC 的溫度效應。由前面數章節的分析結果可證明其可行性，但因為不具有自動錯誤反饋系統，故存在某範圍內的誤差。此一誤差限制了本文所提出的濾波器使用範圍，但在 Low-Q 濾波器應用上具有多方面的優點。

根據本文所提出設計方法所設計的 GM-C 濾波器，具有電路簡單，佔用極小 IC 面積，耗電低，及應用頻率廣的優點。且因不需要於電路工作中同時調校，而有信號易受干擾的問題。除此因不需精準參考振盪頻率源作電路自動調校，故可用於無參考振盪頻率源的通信系統中。但因為需要使用到 IC Trimming 技術，故會增加 IC 的測試成本。其中，IC Tester 端的濾波器中心頻率錯誤檢測系統的設計優劣會大幅度的影響測試時間，進而影響 IC 的測試成本。

本文所提出的 GM-C 濾波器設計方法，係提供另一種濾波器設計的可能性，論述中的許多環節仍有很大的研究空間。但本文詳述筆者的研究動機，根據理論，接著分析 GM-C 濾波器的 Corner 和溫度效應，最後，證明採用此設計方法可應用於 Low-Q 中頻濾波器中。全文重點乃是試圖為中頻濾波器的設計方法擴展更大的思考空間。

參 考 文 獻

- [1] Choi Yu Wing, "A 70MHz CMOS Gm-C Bandpass Filter with Automatic Tuning", Hong Kong University of Science and Technology, pp. 1-2, Aug. 1999.
- [2] Behzad Razavi, "Architectures and Circuits for RF CMOS Receivers", IEEE 1998 Custom Integrated Circuits Conference, pp. 393-400, 1998
- [3] William B. Kuhn, "Design of Integrated, Low Power, Radio Receivers in BiCMOS Technologies", Virginia Polytechnic Institute and State University, pp. 22-42, 120-148 & 159-185, Dec. 1995
- [4] Behzad Razavi, "CMOS Technology Characterization for Analog and RF Design", IEEE J. SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 34, NO. 3, Mar. 1999
- [5] Rolf Schaumann, Mac E. Van Valkenburg, "Design of Analog Filter", Oxford University Press, New York, 2001
- [6] E. Sanchez-Sinencio and J. Silva-Martinez, "CMOS transconductance amplifiers, architectures and active filters- a tutorial", IEE Proc.-Circuits Devices Syst., Vol. 147, No.1, Feb. 2000
- [7] <http://edevice.fujitsu.com/fj/MARCOM/find/21-2e/pdf/21-2-13.pdf>
- [8] V. Gopinathan, M. Tarsia, and D. Choi, "Design Considerations and Implementation of a Programmable High-Frequency Continuous-Time Filter and Variable-Gain Amplifier in Submicrometer CMOS", IEEE J. SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 34, NO. 12, DEC. 1999
- [9] B. Nauta, "A CMOS Transconductance-C Filter Technique for Very High Frequencies", IEEE J. SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 27, NO. 2, Feb. 1992
- [10] B. Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuits," McGraw Hill, 2001

自 傳

本人個性樂觀，工作積極。專長領域是寬頻有線、無線系統分析設計，尤其CATV及 Wireless Transceiver方面。設計特長是具成本觀念及量產考量。

本人於民國78年服役於國防部統一指揮部(又稱軍中電信局)，習得微波通信及數碼多工系統原理、實務。退伍後，進入教育部教育廣播電台，習得廣播通信及高功率AM&FM發射機原理、實務。民國81年，進入系通科技公司，任職微波工程師，其間先研習一年微波測試，翌年開始開發系列產品，550MHz~860MHz CATV雙向線路放大器系列產品，其中750MHz雙向線路放大器部分曾獲Furukawa (日本古河電工)委任ODM。後因公司放棄CATV市場，轉往研究雙向Wireless Internet Access系統，與美國某系統業者完成全球第一次雙向Wireless Cable 系統的高速網路應用，並研發完成1.4/2.2/2.5/3.5GHz 各型Wireless Transceivers。民國91年，轉往RF IC發展，現任聯詠科技公司RF IC系統正工程師。

設計專長為寬頻RF電路及微波通信系統規劃。進入通信系統領域17年，寬頻RF電路經驗9年，專案設計經驗8年，RF IC系統設計4年。

