

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

使用簡單的峰值電流鏡實現一低電壓低
功率 $17\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 參考電壓電路

A Low-Voltage Low-Power $17\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ Voltage
Reference Using The Simple Peaking Current
Mirror Circuit

研究生：吳政衛

指導教授：鄭木火博士

中華民國九十三年七月

使用簡單的峰值電流鏡電路實現一低電壓低功率 17ppm/°C 參考電壓電路

研究生: 吳政衛

指導教授: 鄭木火博士

國立交通大學電機與控制工程學系

摘要

本論文提出一個新且非常簡單的低電壓低功率參考電壓電路。此參考電壓電路使用峰值電流鏡電路為主要架構, 由電流的正溫度係數經一電阻來補償金氧半導體閘-源極電壓的負溫度係數特性。由於峰值電流鏡電路之電晶體是工作在弱反相區, 因此整體電路所需的消耗功率非常小, 而且此電路可允許操作於低電源電壓。此電路非常簡單, 只需 6 個元件, 4 個電晶體及 2 個電阻。本論文並以台積電 0.35 μm 3P3M SiGe BiCMOS 製程來實現此參考電壓電路。經後段模擬結果 (Post-Sim), 本電路之最小工作電壓為 1.4 V, 輸出電壓值為 710 mV, 溫度係數為 17 ppm/°C, 最大消耗功率是 6.68 μW , 電源電壓雜訊抑制比在 1MHz 時為 -84 dB。

關鍵詞: 峰值電流鏡電路, 弱反相區。

A Low-Voltage Low-Power 17 ppm/°C Voltage Reference Using Simple Peaking Current Mirror Circuit

Student: Zheng-Wei Wu Advisor: Dr. Mu-Huo Cheng

Institute of Electrical and Control Engineering
National Chiao-Tung University

Abstract

This thesis presents a new and extremely simple low-voltage low-power voltage reference circuit. The voltage reference circuit uses the peaking current mirror circuit to extract the current with PTAT (proportional to absolute temperature), and then the current, through a resistor, is used to compensate for the gate-source voltage with the negative temperature coefficient. Since the transistors in the peaking current mirror circuit are operated in weak inversion (subthreshold region), both the power consumption and the required working supply voltage of the reference circuit are all low. The circuit only requires six elements, four transistors and two resistors. The proposed circuit is implemented using the TSMC 0.35um 3P3M SiGe BiCMOS technology. The design IC, after post simulation, attains the minimum supply voltage 1.4 V, output reference voltage 705 mv, temperature coefficient of 17 ppm/°C, power consumption 6.68 μW , and power supply noise rejection ratio -84 dB at 1MHz.

Keywords: peaking current mirror, weak inversion

誌謝

此論文能順利完成，要特別真誠地感謝我的指導教授鄭木火教授，在這短短的兩年研究生涯中，無論是待人接物的誠懇真摯或治學態度的嚴謹細心，均使我在生活及學識上獲益良多。因此在本論文付梓之際，對於辛勤傳道授業的老師致上最誠摯的謝意。

在口試期間承蒙張隆國教授、邱一教授和莊正教授撥空指正並提供許多寶貴的意見。在此感謝你們的辛勞。同時感謝畢業學長家弘、哲毅、昌男等的加油打氣，以及實驗室的所有成員：再生學長、鈞哲、立峰、逸帆、琪展在課業上的切磋討論及生活上的歡聲笑語，為平靜單調的研究生活增添不少色彩。

最後要感謝我的雙親及家人，由於他們的付出和不斷地鼓勵，讓我能無後顧之憂的從事研究，順利完成學業，並且有能力面對下一波的困難與挑戰。

目錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
誌謝	iii
圖目錄	vi
表目錄	vii
1 緒論	1
1.1 參考電壓電路基本介紹	1
1.2 文獻回顧與研究動機	1
1.3 研究目的	2
1.4 論文架構	2
2 參考電壓電路原理與架構	3
2.1 三種基本自我偏壓電流源	3
2.1.1 V_t -參考電流源	3
2.1.2 偉德勒電流源 (Widlar Current Source)	4
2.1.3 峰值電流源 (Peaking Current Source)	6
2.1.4 自我偏壓電路 (Self-Biasing Circuit)	8
2.2 基本能係參考電壓電路之探討	10
3 低電壓低功率參考電壓電路分析與設計	17
3.1 理論分析	17

3.2 使用微分法估測補償電阻的元件值	22
4 實驗結果與比較	25
5 結論與未來展望	35
5.1 結論	35
5.2 未來展望	35
參考文獻	36

圖目錄

圖 2.1 V_t -參考電流源	4
圖 2.2 偉德勒參考電流源	5
圖 2.3 峰值參考電流源	6
圖 2.4 峰值參考電流源的輸出電壓對電源電壓的關係曲線	7
圖 2.5 V_t -參考電流源的輸出電壓對電源電壓的關係曲線	8
圖 2.6 偉德勒電流源的輸出電壓對電源電壓的關係曲線	9
圖 2.7 峰值電流源的輸出電壓對溫度的關係曲線	10
圖 2.8 偉德勒電流源的輸出電壓對溫度的關係曲線	11
圖 2.9 (a) 基射極參考電流源 (b) 自我偏壓基射極參考電流源.	12
圖 2.10 自我偏壓的方塊圖	13
圖 2.11 決定操作點	14
圖 2.12 基本能係參考電壓電路觀念.	16
圖 3.1 峰值電流源輸出電流與輸入電流的關係曲線	17
圖 3.2 MOS 閘-源極電壓與溫度的關係曲線	18
圖 3.3 低電壓低功率參考電壓電路	19
圖 3.4 I_{D2} 與溫度的關係曲線	20
圖 3.5 $R_1 = 154.602k$ 的輸出電壓與溫度的關係曲線	21
圖 3.6 實際電壓值與近似函數之比較	23
圖 3.7 實際電流值與近似函數之比較	24
圖 4.1 電路佈局圖	25
圖 4.2 參考電壓電路之Pre-Sim 在不同溫度的輸出電壓	26
圖 4.3 參考電壓電路之Post-Sim 在不同溫度的輸出電壓.	27

圖 4.4 文獻[8]之輸出電壓與溫度的關係曲線	28
圖 4.5 參考電壓電路之Pre-Sim 在不同電源電壓的輸出電壓	29
圖 4.6 參考電壓電路之Post-Sim 在不同電源電壓的輸出電壓	30
圖 4.7 文獻[8]之輸出電壓與電源電壓的關係曲線	31
圖 4.8 低電壓低功率參考電壓電路之Post-Sim 的 Innoise	32
圖 4.9 低電壓低功率參考電壓電路之電源電壓抑制比	33
圖 4.10 文獻[8]之電源電壓抑制比	34

表目錄

表 3.1 由曲線近似法取得的係數列表	22
表 3.2 各元件值列表	22
表 4.1 參考電壓電路與文獻[8]之規格列表	26

第 1 章

緒論

1.1 參考電壓電路基本介紹

在類比電路和數位電路的領域中, 參考電壓源電路的應用是非常的廣泛, 例如: 記憶體、數位-類比轉換器 (digital-analog converter)、類比-數位轉換器 (digital-analog converter)、資料擷取系統 (Data acquisition system)、智慧型感測器 (smart sensors) 等電路。由於 IC 製造技術愈來愈精密微小, 因此電源電壓愈來愈低, 由 5V 降至 3.3V 及至 1.8V。此外如何降低電路功率消耗在此無線通訊愈來愈普及就愈形重要。因此發展一低電壓低消耗功率的參考電壓電路, 是目前一重要研究課題。

1.2 文獻回顧與研究動機

自從 R. J. Widlar [1] 提出能隙參考電壓電路之後, 與此電路相關之研究文獻很多。在 P. R. Gray 書 [2] 中的第四章, 也針對此電路之架構, 性能參數, 及特性有相當完整的說明描述。設計參考電壓源電路的技術可分為兩類, 第一類主要是要額外設計溫度補償器, 降低輸出電壓對溫度的靈敏度, 其溫度係數約為數 ppm/°C, 但是相對也增加了電路的消耗功率、複雜度和降低所需的電源電壓可操作的範圍。例如在文獻 [3] 是採用二次式來補償電晶體基-射極電壓的非線性項, 使輸出電壓對溫度的關係能在某溫度能有最小的變動, 其他如文獻 [13] 採用 輔助電路產生 I_{PTAT} 和 I_{NL} (近似與溫度不相關的電流) 在經由 $PTAT^N$ 產生器產生 $PTAT^3 + PTAT^4$ 來補償非線性項。文獻 [11] 是採用 MOS 工作於飽和區並將汲-源極電壓近似成 $dV_{DS}/dT = AT^{-\alpha} - BT^{-1} + C$, 如此可將補償器的高階項補償基-射極電壓的非線性項。文獻 [4] 則是採用指數函數 (exponential) 方式來補償, 而指數項是利用電晶體的 β 和溫度成指數關係 $\beta = \beta_{\infty} \exp(-\frac{\Delta E_G}{kT})$, 另外文獻 [5] 是採用將溫度分區而各區以片段線性 (piecewise linear) 來補償。也有使用電阻元件隨溫度變化的高階特性來補償如文獻 [6]、文獻 [10]。以上各方法在書 [7] 中均有所介紹。第二類中如文獻 [8]、文獻 [9], 這一類主要是利用 MOS 工作於弱反相區 (weak inversion) 可以提供一小電流的特性, 其主要的目標就是提供一個很低的電源電壓, 且工作電流小, 至於其他的規格並不優越, 例如溫度係數達數十 ppm/°C。

在設計參考電壓源電路中，爲了降低輸出電壓對電源電壓的靈敏度都會採用自我偏壓，有三種相關的技術在 P. R. Gray 書 [2]中被介紹，例如： V_t -參考電流源電路如圖2.1所示、偉德勒電流源 (Widlar Current Source) 如圖2.2所示，和峰值電流鏡 (Peaking Current Source) 如圖2.3所示。如圖2.1中 V_t -參考電路是利用電阻 R 將 V_t 轉換成電流。然而爲了避免工作於不需要的工作點，如圖2.2中偉德勒電流源，和如圖2.3峰值電流源的物理特性非常相似，都是利用兩顆 MOS 的閘-源極的電壓差經由一顆大電阻轉換成電流。由圖.2-4所示 V_t -參考電流源必須在電源電壓高於2V時才能輸出一個穩定的輸出電壓 由如圖2.5所示偉德勒電流源所需最小的電源電壓約爲1V，由如圖2.6所示 峰值電流源所需最小的電源電壓也約爲1V。

1.3 研究目的

有別於典型的參考電壓電路的設計，本篇是以電路內部的特性來做溫度補償。補償的方式是利用兩顆 MOS 的閘-源極電壓差，此電壓差對溫度是一個一次線性的關係，如此便可不需格外設計補償器來補償溫度係數。本篇論文是著重於低電壓低功率參考電壓電路且非常簡單，在低操作電壓方面是採用峰值電流源具有低操作電壓的特性，此理由會在第二章有詳細的介紹。在低消耗功率方面是利用 MOS 工作於弱反相區 (weak inversion) 具有低電流的特性再加上不需額外設計溫度補償器，所以此電路在操作時間方面具有優異的特性。

1.4 論文架構

本篇論文共分五章來討論，除了第一章以外，茲將各章的內容介紹於下：第二章中，因爲此電路架構包含電流源部分，所以我們從書 [2]中提到針對三種典型的電流源作介紹並作簡單的溫度分析和操作電源電壓分析，也會針對自我偏壓電路的功用和特性有詳細的介紹，如次建構出完整的低電壓低功率參考電壓電路的架構。第三章中，我們先針對低電壓低功率參考電壓電路作溫度分析，接下來介紹如何利用數值分析法設計補償元件的元件值。第四章中，我們將針對低電壓低功率參考電壓電路作前置實驗 (Pre-Sim) 和後端實驗 (Post-Sim)，且也針對架構類似的文獻 [8]作比較，我們所呈現的模擬結果有輸出電壓與溫度的關係、輸出電壓與電源電壓的關係曲線、電源電壓抑制比、和電路佈局圖。第五章，結論，對於本論文的結果作一完整的說明。

第 2 章

參考電壓電路原理與架構

2.1 三種基本自我偏壓電流源

自我偏壓技術的涵義就是電路可以自己產生一個穩定的參考源，且不需額外加偏壓。在參考源電路中如果沒有應用自我偏壓的技術，其輸出源對電源電壓會呈現線性關係，換句話說，就是其輸出電流對電源電壓的靈敏度等於一

在此章將介紹三種典型的參考源產生器，如 V_t -參考電流源、偉德勒電流源、峰值電流源，我們將以MOS 實現這三種電路如圖2.1、圖2.2、圖2.3，並作分析這三種電路的特性，藉此說明我們所設計的架構。

2.1.1 V_t -參考電流源

V_t -參考電流源如圖2.1的主要特色是將 MOS 的閘-源極並聯一顆電阻而產生電流源，M1 工作於飽和區且因為 M3 和 M4 組成一個電流鏡，所以 I_{D2} 等於 I_{D1} ，且可將汲極電流表示成：

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{1}{2}\mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{GS1} - V_{t1})^2 \quad (2.1)$$

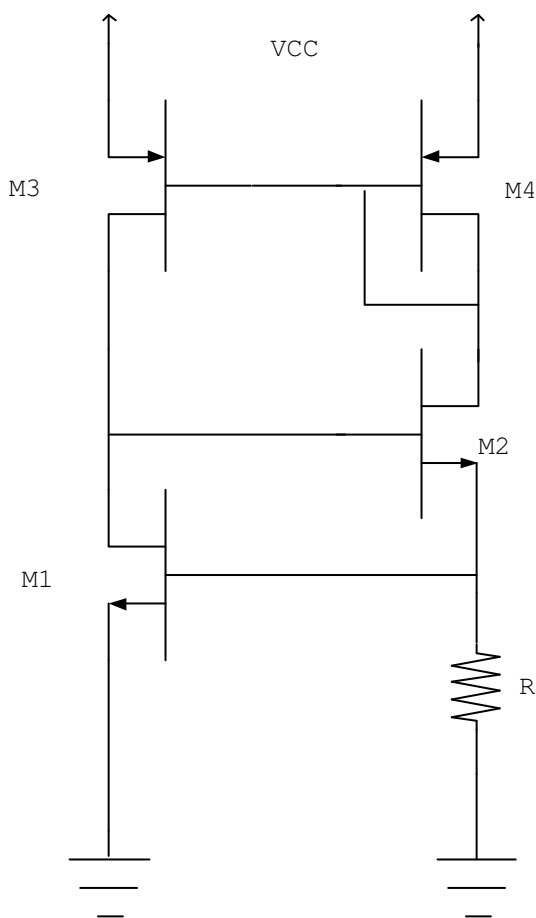
因此

$$V_{GS1} = V_{t1} + \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_1}} \quad (2.2)$$

其中 I_D 是流經MOS 的汲極電流， V_{t1} 是 M1 臨界電壓 (threshold voltage)，因為 I_{D1} 、 I_{D2} 很小，且 $\left(\frac{W}{L}\right)_1$ 很大，所以

$$I_{D1} = I_{D2} \cong \frac{V_t}{R} \quad (2.3)$$

此電路因為是以堆疊的型式設計，所以所需最小的電源電壓也會增加，由圖2.1、圖2.5可知 V_t -參考電流源必須在電源電壓被 V_{GS1} 、 V_{GS2} 、 V_{SD3} 所限制，所以電源電壓必須高於3V 時才能輸出一個穩定的輸出電壓，上述缺點已嚴重限制 V_t -參考電流源在低操作電壓的應用。


 圖 2.1: V_t -參考電流源

2.1.2 偉德勒電流源 (Widlar Current Source)

偉德勒電流源如圖2.2的 M1 和 M2 的 $(\frac{W}{L})$ 的比值不可以相同, 因為此電路是利用兩顆不同規格的 MOS 所產生的電壓差, 再將此電壓差加於電阻上所產生的電流 I_{D2} , 經過一組電流鏡 M3、M4, 使得 $I_{D1} = I_{D2}$ 且 M1 和 M2 是工作於弱反相區, 所以可將 I_{D1} 和 I_{D2} 的關係式表示成:

$$I_D = I_{ES} K \exp\left(\frac{V_{GS}}{NV_T}\right) \quad (2.4)$$

$$V_{GS1} = NV_T \ln\left(\frac{I_{D1}}{I_{ES} K_1}\right) \quad (2.5)$$

$$V_{GS2} = NV_T \ln\left(\frac{I_{D2}}{I_{ES} K_2}\right) \quad (2.6)$$

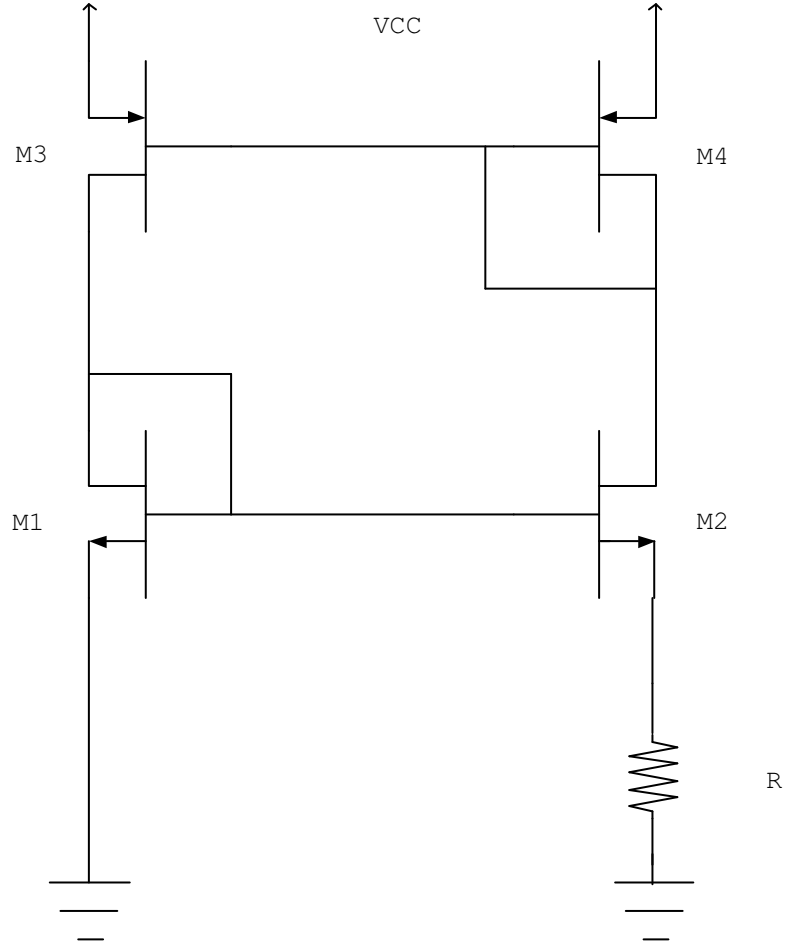


圖 2.2: 偉德勒參考電流源

, 其中 $I_{ES} = \mu_n C_{ox} N (V_T)^2 \exp[\frac{q}{NKT}(-V_t - \frac{NKT}{q})]$, $V_T = \frac{\kappa T}{q}$ 是熱電壓 κ 是波茲曼常數 $\kappa = 1.38 \times 10^{-23}$, N 是次臨界常數 $N = 2 \sim 3$, K 是 MOS 的尺寸比例 $K = (\frac{W}{L})$ 。

$$\Delta V = V_{GS1} - V_{GS2} = NV_T \ln\left(\frac{I_{D1}K_2}{I_{D2}K_1}\right) \quad (2.7)$$

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{\Delta V}{R} = \frac{V_{GS1} - V_{GS2}}{R} = \frac{NV_T}{R} \ln\left(\frac{K_2}{K_1}\right) \quad (2.8)$$

$$V_{GS1} = NV_T \ln\left(\frac{NV_T \ln(\frac{K_2}{K_1})}{I_{ES}K_1R}\right) \quad (2.9)$$

圖2.6是偉德勒的輸出電壓與電源電壓的關係曲線。至於偉德勒電流源的缺點是由圖2.2中可知 M3 因為受到通道長度調變得影響, 使得對電源電壓會有一個大的靈敏度。

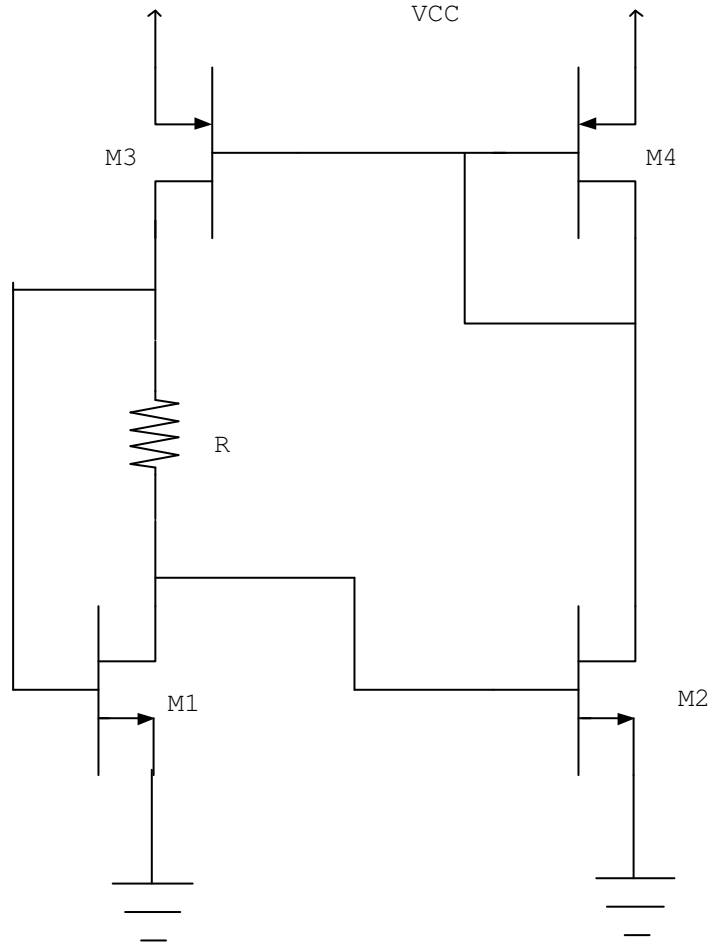


圖 2.3: 峰值參考電流源

2.1.3 峰值電流源 (Peaking Current Source)

峰值電流源的電路，如圖2.3，特性和偉德勒電流源非常相似。這兩種電路都是利用兩顆工作於弱反相區 (weak inversion) NMOS的閘-源極之間的電壓差經由一顆電阻轉換成電流，所以根據 MOS 工作於弱反相區 (weak inversion) 時，汲極電流與閘-源極電壓的關係式：

$$I_D = \frac{W}{L} \mu C_{ox} N (V_T)^2 \left[(1 - \exp(-\frac{qV_{DS}}{\kappa T})) \right] \left[\exp[\frac{q}{N\kappa T} (V_{GS} - V_{ON})] \right] \quad (2.10)$$

$$V_{ON} = V_T + N \frac{\kappa T}{q} \quad (2.11)$$

假如汲-源極電壓 $V_{DS} \geq 3 \frac{\kappa T}{q}$, (2.8) 式可簡化成

$$I_D = K I_{ES} \exp[\frac{V_{GS}}{NV_T}] \quad (2.12)$$

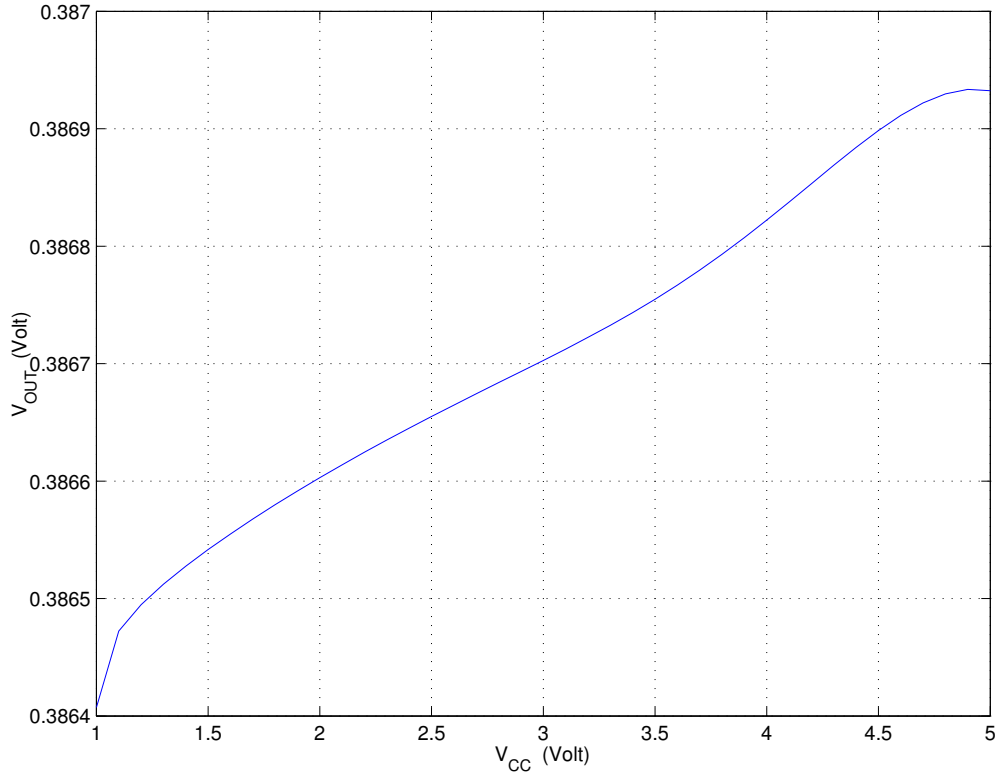


圖 2.4: 峰值參考電流源的輸出電壓對電源電壓的關係曲線

$$V_{GS} = NV_T \ln\left(\frac{I_D}{I_{ES}K}\right) \quad (2.13)$$

$$I_{ES} = \mu C_{ox} N (V_T)^2 \exp\left[\frac{q}{N\kappa T}(-V_t - \frac{N\kappa T}{q})\right] \quad (2.14)$$

其中 $V_T = \frac{\kappa T}{q}$ 是熱電壓, N 是次臨界常數 $N=2 \sim 3$, $K = \frac{W}{L}$ 。所以

$$I_{D2} = K_2 I_{ES} \exp\left(\frac{V_{GS2}}{NV_T}\right) \quad (2.15)$$

$$= K_2 I_{ES} \exp\left(\frac{V_{GS2} - I_{D1}R}{NV_T}\right) \quad (2.16)$$

$$= K_2 I_{ES} \exp\left(\frac{V_{GS1}}{NV_T}\right) \exp\left(-\frac{I_{D1}R}{NV_T}\right) \quad (2.17)$$

$$= \frac{K_2}{K_1} K_2 I_{ES} \exp\left(\frac{V_{GS1}}{NV_T}\right) \exp\left(-\frac{I_{D1}R}{NV_T}\right) \quad (2.18)$$

$$= \frac{K_2}{K_1} I_{D1} \exp\left(-\frac{I_{D1}R}{NV_T}\right) \quad (2.19)$$

且因為 M3 和 M4 是一對電流鏡組, 所以

$$I_{D1} = I_{D2} \quad (2.20)$$

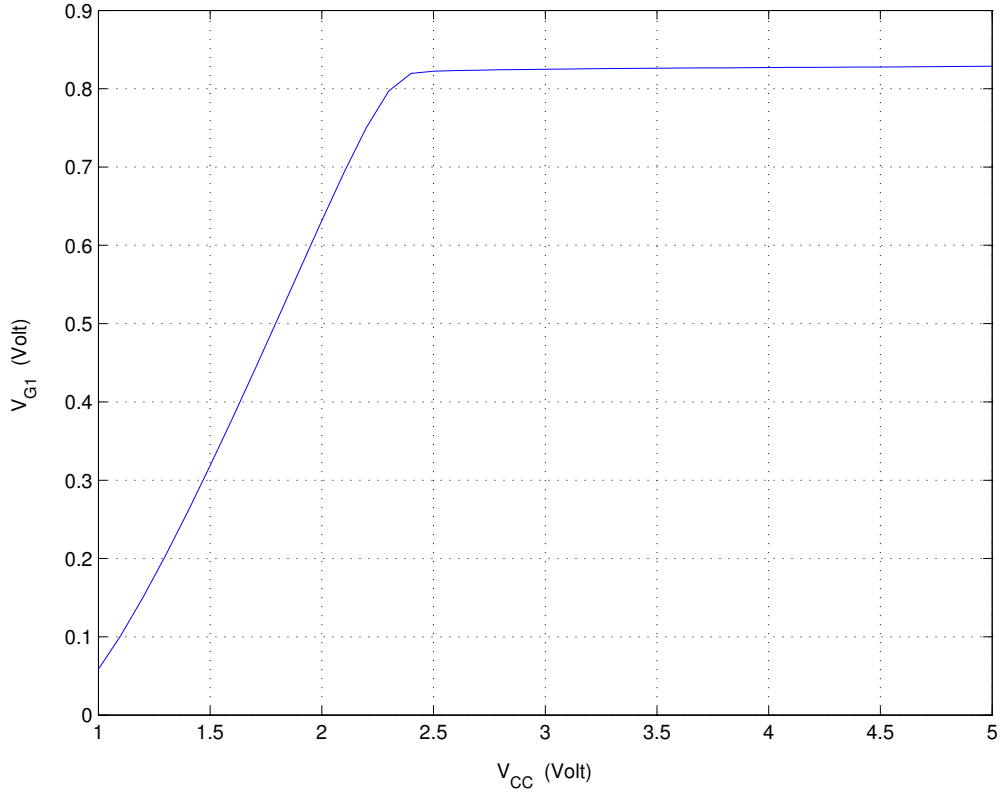


圖 2.5: V_t -參考電流源的輸出電壓對電源電壓的關係曲線

將 (2.18) 代入 (2.17), 經整理後可得

$$I_{D1} = N \frac{V_T}{R} \ln\left(\frac{K_2}{K_1}\right) \quad (2.21)$$

將 (2.19) 式代入 (2.10) 可得

$$V_{GS2} = NV_T \ln\left(\frac{NV_T \ln(\frac{K_2}{K_1})}{I_{ES2} K_2 R}\right) \quad (2.22)$$

所示是峰值電流源的輸出電壓對電源電壓的關係曲線。由圖2.4所示此電路所需的最小電源電壓小於1V。圖2.4圖2.5圖2.6由實驗的結果可得知以上三種電流源都有一個共同的缺點就當溫度變化時，輸出電壓會產生劇烈的變化。例如：圖2.7的峰值電流源輸出電壓對溫度的關係曲線，和圖2.8的偉德勒電流源的輸出電壓對溫度的關係曲線。由 (2.7) 式和 (2.20) 式可知當溫度變化時這兩種電流源的輸出電壓會因熱電壓 V_T 和製程參數 I_{ES} 與溫度相關而變動，此觀念在此先大略的介紹，詳細的推導與分析會在下一章節加以介紹。

2.1.4 自我偏壓電路 (Self-Biasing Circuit)

在參考源電路中自我偏壓電路的主要功用是降低參考電路的輸出對電源電壓的靈敏度如圖2.9(b) 取代早期利用一顆電阻直接接到電源電壓如圖 fig2.9(a)。而自我偏壓電路的觀念如圖2.10, 自我偏壓

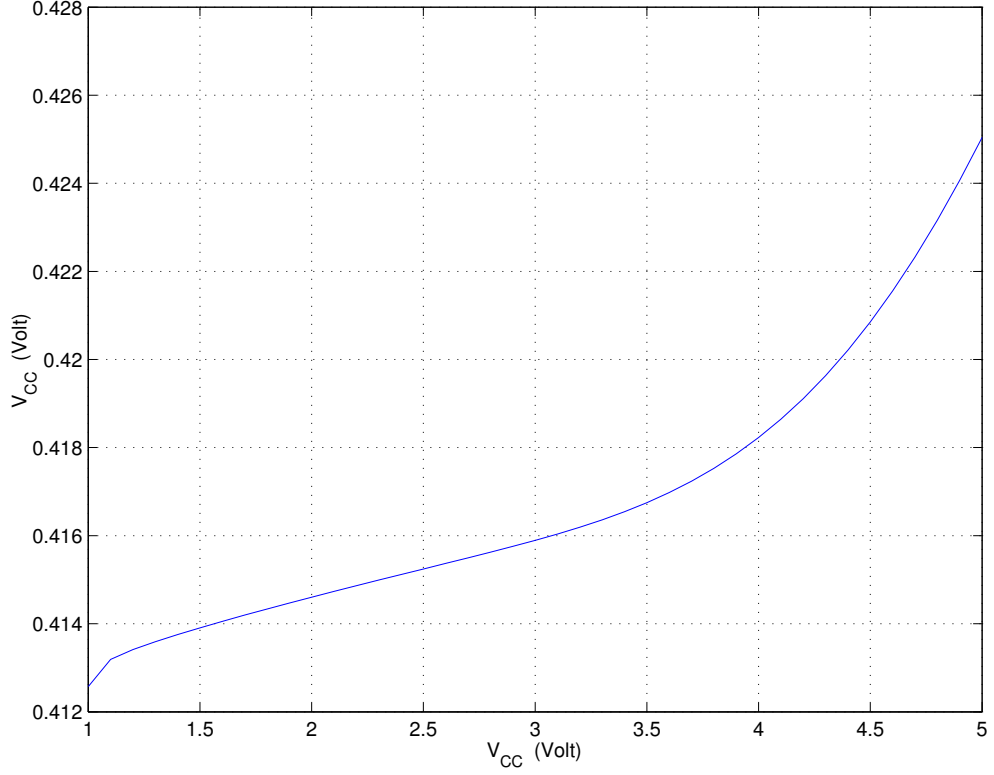


圖 2.6: 偉德勒電流源的輸出電壓對電源電壓的關係曲線

電路還有一項特色就是它有兩個操作點，所以必須額外設計啓動電路以便使電路工作於適當的操作點。以下我以數學是來點出自我偏壓的優越性。首先比較圖 fig2.9(a) 和圖 fig2.9(b) 的輸出源對電源電壓的靈敏度，從圖 fig2.9(a) 可推導出其輸出源對電源電壓的靈敏度分別為 (16) 式

$$I_{OUT} = \frac{V_{BE2}}{R_1} \quad (2.23)$$

$$V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{IN}}{I_{S1}}\right) \quad (2.24)$$

$$S_{V_{CC}}^{I_{OUT}} = \frac{V_{CC}}{I_{OUT}} \frac{\partial}{\partial V_{CC}} \frac{V_T}{R_1} (\ln(I_{IN}) - \ln(I_{S1})) \quad (2.25)$$

$$= \frac{V_{CC}}{I_{OUT}} \frac{\partial}{\partial V_{CC}} \left(\frac{V_T}{R_1} \ln\left(\frac{I_{IN}}{I_{S1}}\right) \right) \quad (2.26)$$

$$= \frac{V_{CC}}{I_{OUT}} \frac{\partial}{\partial V_{CC}} \frac{V_T}{R_1} (\ln(I_{IN}) - \ln(I_{S1})) \quad (2.27)$$

$$= \frac{V_T}{I_{OUT} R_1} S_{V_{CC}}^{I_{IN}} \quad (2.28)$$

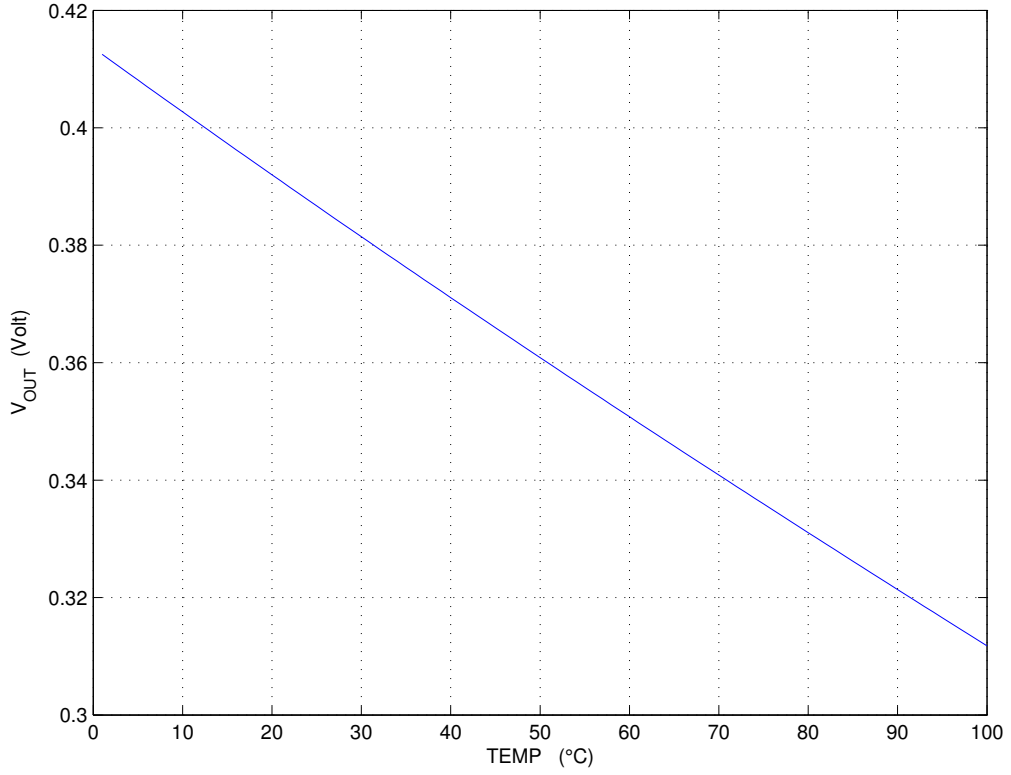


圖 2.7: 峰值電流源的輸出電壓對溫度的關係曲線

假如 $V_{CC} \gg 2V_{BE(ON)}$, 則 $I_{IN} \approx \frac{V_{CC}}{R_1}$ 且 $S_{V_{CC}}^{I_{OUT}} = 1$, 所以

$$S_{V_{CC}}^{I_{OUT}} = \frac{V_T}{I_{OUT} R_1} \quad (2.29)$$

從圖 fig2.9(b) 中也可推導出其輸出源對電源電壓的靈敏度 (2.28) 式且 $I_{IN} = I_{OUT}$ 所以可得輸出源對電源電壓的靈敏度為零。

$$S_{V_{CC}}^{I_{OUT}} = 0 \quad (2.30)$$

$$S_{V_{CC}}^{I_{IN}} = 0 \quad (2.31)$$

所以從 (2.28) 式、(2.30) 式、和 (2.31) 式中可知自我偏壓電路可大大降低電源電壓對輸出源的影響。

2.2 基本能係參考電壓電路之探討

在參考電壓電路的領域中以能隙參考電壓為主要技術, 本節我們將由純理論面來推導證明能階差參考電壓產生電路 (Bandgap Reference Voltage Generator) 之工作原理及可行性。首先參考

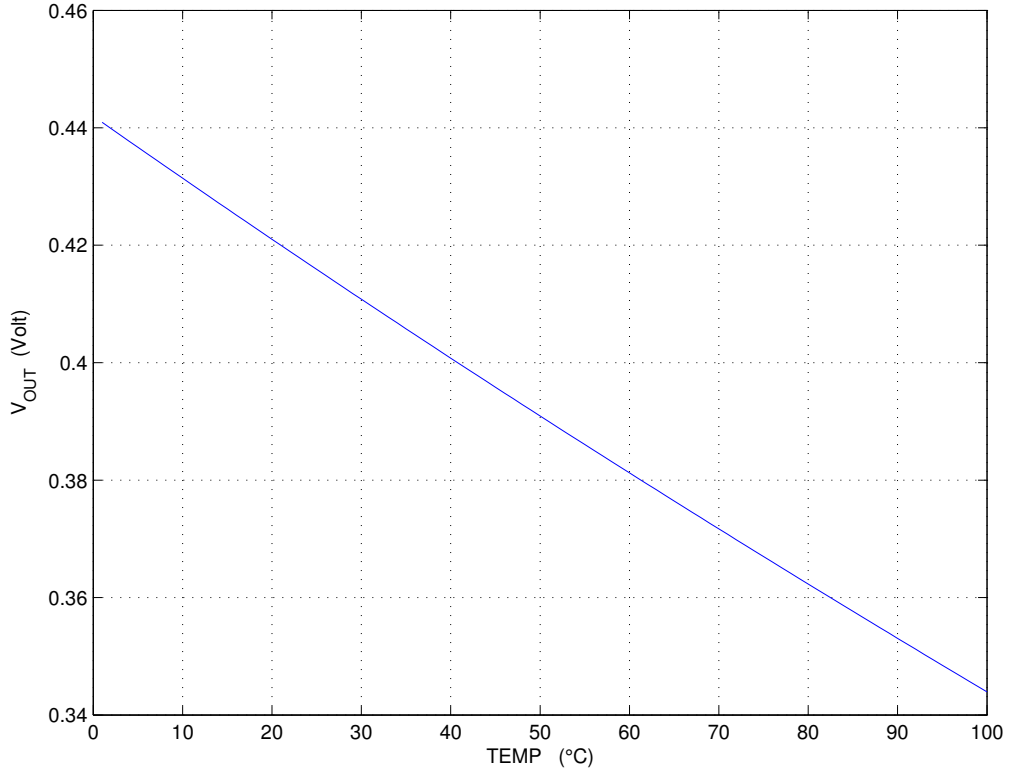


圖 2.8: 偉德勒電流源的輸出電壓對溫度的關係曲線

圖2.12電路, 輸出電壓是 $V_{BE(ON)}$ 加上 N 倍的 V_T ; 爲了決定 N 值需要多少, 我們必須先得出 $V_{BE(ON)}$ 的溫度係數, 忽略基極電流, BJT 之 $V_{BE(ON)}$ 對溫度之關係式, 在文獻 [2]爲:

$$V_{BE(ON)} = V_T \ln\left(\frac{I_1}{I_S}\right) \quad (2.32)$$

而在文獻 [2]的第一章中得知飽和電流 與元件結構的關係爲

$$I_S = \frac{qAn_i^2\overline{D}_n}{Q_B} = Bn_i^2\overline{D}_n = B'n_i^2T\overline{\mu}_n \quad (2.33)$$

其中 n_i 是純值少數載體濃度 (intrinsic minority-carrier concentration)、 Q_B 是每單位面積基極參雜量 (total base doping per unit area)、 $\overline{\mu}_n$ 是基極平均電子遷移率 (average electron mobility in the base)、 B 和 B' 是常數, 在(2.33) 式中, 代入愛因斯坦關係式 $\mu_n = (\frac{q}{\kappa T})D_n$ 可得 (2.33) 式中與溫度有相關的量分別表示如下:

$$\overline{\mu}_n = CT^{-n} \quad (2.34)$$

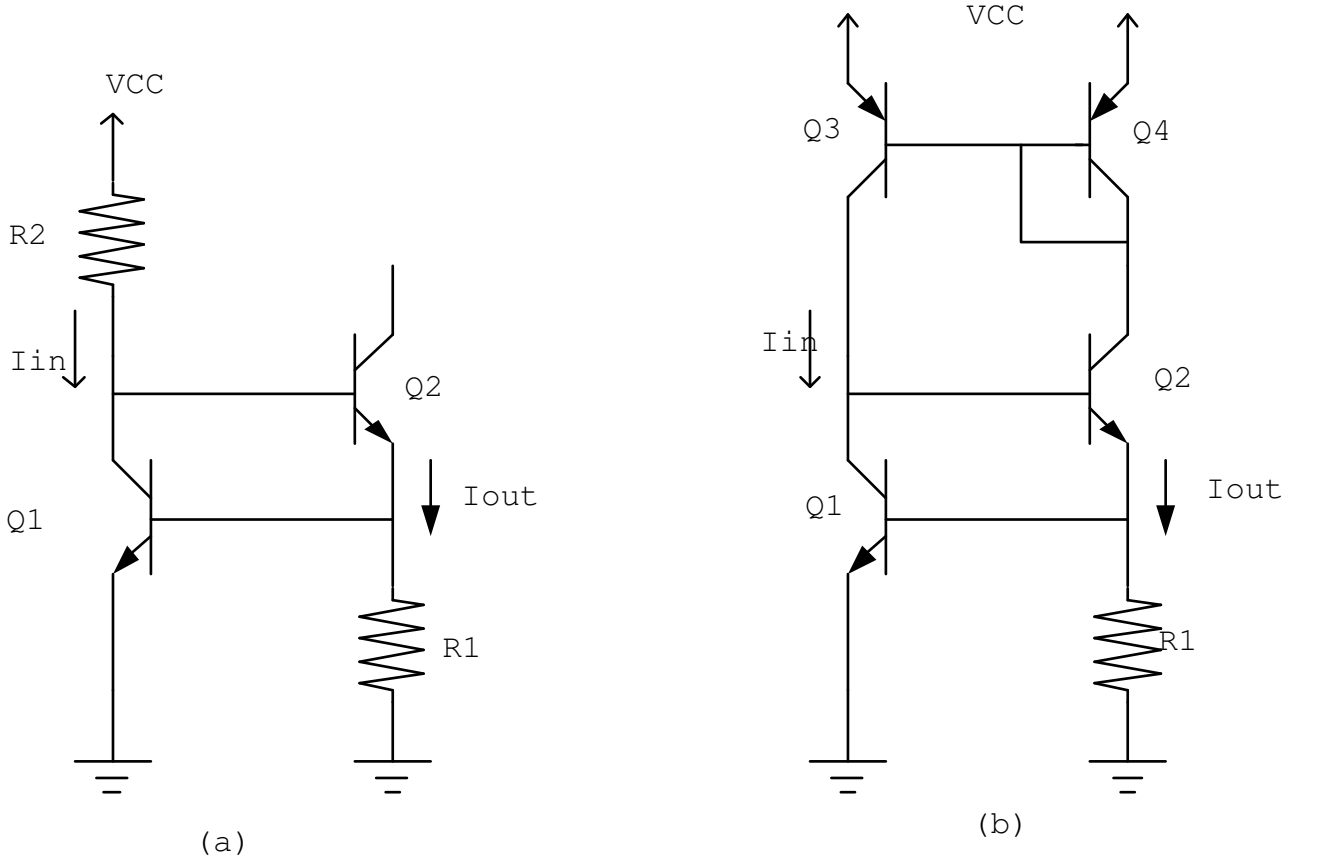


圖 2.9: (a) 基射極參考電流源 (b) 自我偏壓基射極參考電流源

$$n_i^2 = DT^3 \exp\left(-\frac{V_{G0}}{V_T}\right) \quad (2.35)$$

其中 V_{G0} 是矽在 0°K 時的能隙電壓 (bandgap voltage of silicon extrapolated to), C, D 是常數, 對 μ_n 而言, n 則與基極的摻雜程度有關。將 (2.32) 式、(2.33) 式、(2.34) 式、(2.35) 式從新整理可得出:

$$V_{BE(ON)} = V_T \ln(I_1 T^{-\gamma} E \exp(\frac{V_{G0}}{V_T})) \quad (2.36)$$

其中 E 是常數, $\gamma = 4 - n$ 在實際的能隙電路中, 電流 I_1 是隨溫度變化而非定值, 可以表示如下式:

$$I_1 = GT^\alpha \quad (2.37)$$

其中 G 是常數, 由 (2.36) 式、(2.37) 式可得:

$$V_{BE(ON)} = V_{G0} - V_T[(\gamma - \alpha) \ln(T) - \ln(EG)] \quad (2.38)$$

圖 2.12 中, 輸出電壓為:

$$V_{OUT} = V_{BE(ON)} + NV_T \quad (2.39)$$

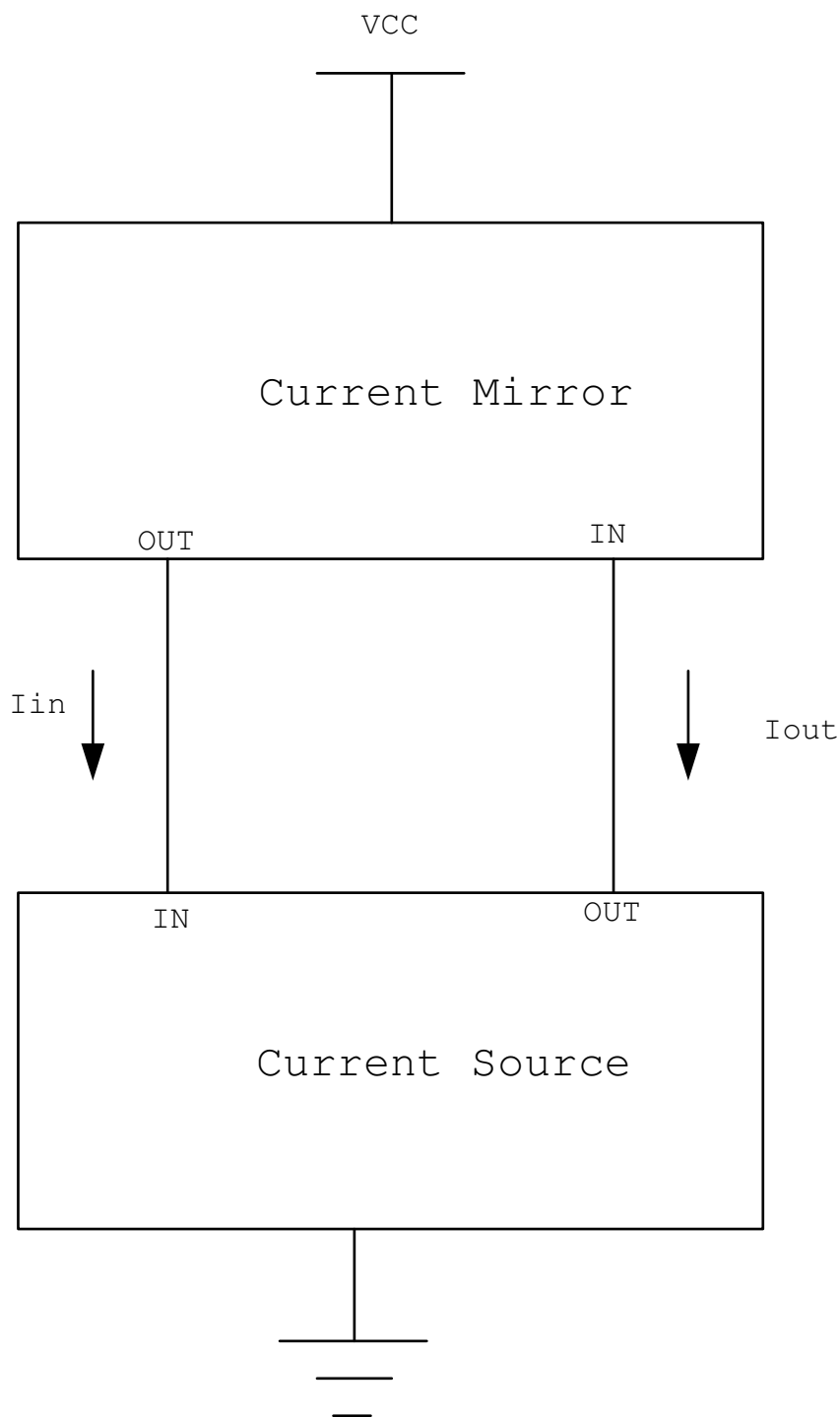


圖 2.10: 自我偏壓的方塊圖

將 (2.38) 式代入 (2.39) 式可得:

$$V_{OUT} = V_{G0} - V_T(\gamma - \alpha) \ln(T) + V_T[N + \ln(EG)] \quad (2.40)$$

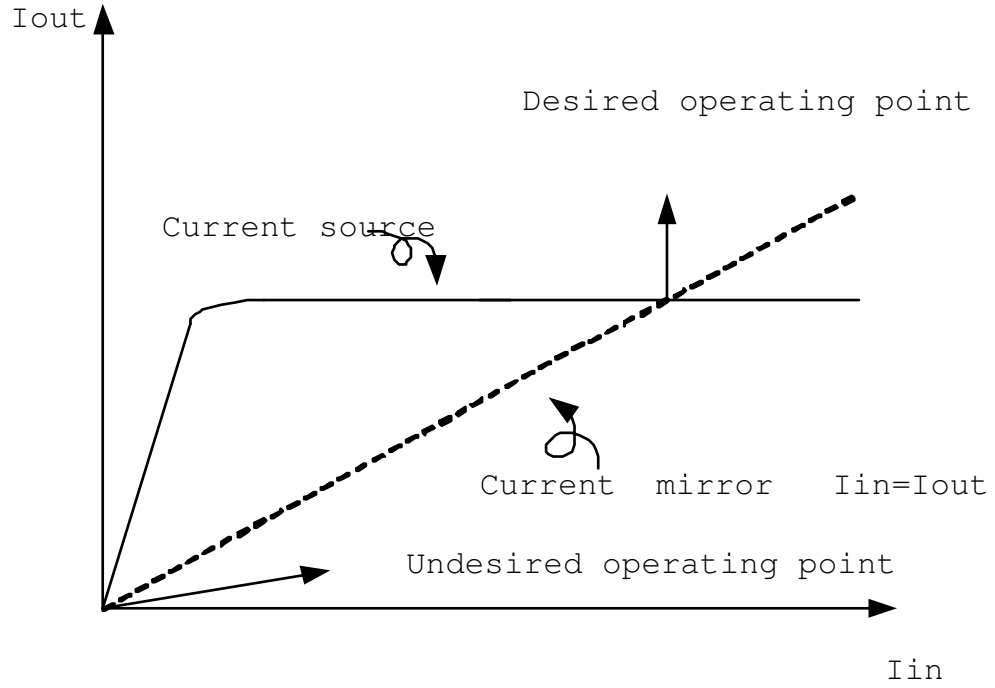


圖 2.11: 決定操作點

(2.40) 式是以電路參數 G 、 α 、 N 和元件參數 E 、 γ 表示的溫度函式，可得出輸出電壓。在設計能隙參考電壓電路中，我們最主要的觀念是希望溫度的變化對輸出電壓完全沒有影響；因此，我們令輸出電壓對溫度作微分的微分值為零，也就是 TC_F (Temperature coefficient) 為零，接下來可求得我們所需要的 G 、 α 、 N 等未知數。微分式如下式：

$$0 = \frac{dV_{OUT}}{dT}|_{T=T_0} = \frac{V_{T0}}{T_0} [N + \ln(EG)] - \frac{V_{T0}}{T_0} (\gamma - \alpha) \ln T_0 - \frac{V_{T0}}{T_0} (\gamma - \alpha) \quad (2.41)$$

其中 T_0 在 V_{OUT} 的 TC_F 為零時的溫度， V_{T0} 熱電壓 (thermal voltage) 在 $T = T_0$ 時的值。(2.41) 式重新整理後可得：

$$[N + \ln(EG)] = (\gamma - \alpha) \ln T_0 + (\gamma - \alpha) \quad (2.42)$$

此方程式可將我們所需要的值 G 、 α 、 N 以元件參數 E 、 γ 來表示。接下來，我們可將 (2.42) 式代入 (2.40) 式結果如下：

$$V_{OUT} = V_{G0} + V_T (\gamma - \alpha) \left(1 + \ln \frac{T_0}{T}\right) \quad (2.43)$$

因此，溫度變化對輸出電壓的影響可由單一參數 T_0 來描述，而 T_0 的值則由 N 、 E 、 G 來決定。當輸出電壓在 TC_F 等於零 ($T = T_0$) 時如下式：

$$V_{OUT}|_{T=T_0} = V_{G0} + V_{T0} (\gamma - \alpha) \quad (2.44)$$

舉例來說, 若我們在 25°C 時的 TC_F 等於零, 假設 $\gamma = 3.2$ 、 $\alpha = 1$, 可得下式:

$$V_{OUT}|_{T=T_0=25^{\circ}\text{C}} = V_{G0} + 2.2V_{T0} \quad (2.45)$$

矽的能隙電壓 $V_{G0}=1.205$, 所以:

$$V_{OUT}|_{T=T_0=25^{\circ}\text{C}} = 1.205V + 2.2(0.026V) = 1.262V \quad (2.46)$$

由此結果可以看出, 輸出電壓在溫度係數等於零時後的值很接近矽的能隙電壓值, 這也正是能隙參考電壓電路名稱的緣由。

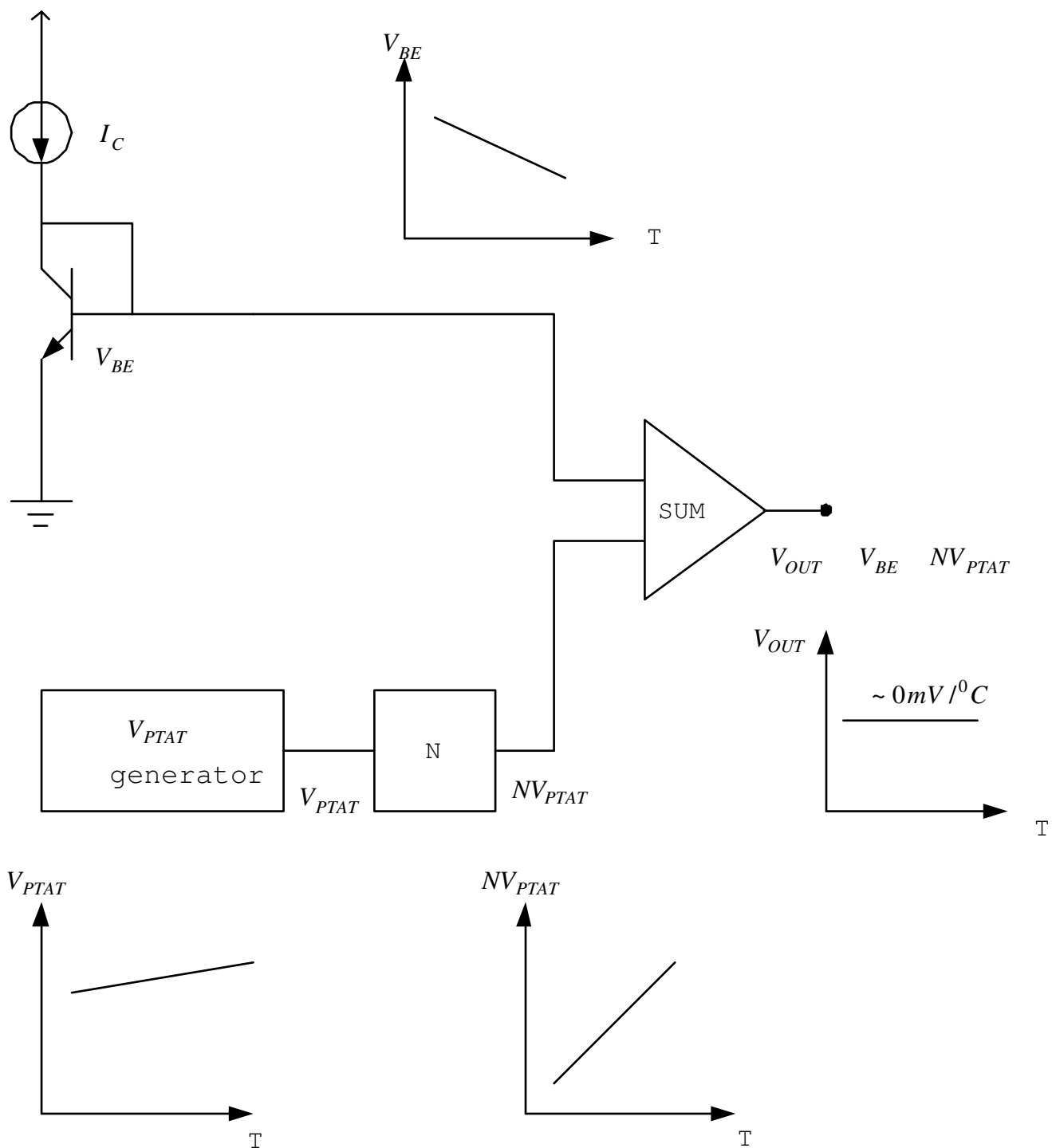


圖 2.12: 基本能係參考電壓電路觀念

第 3 章

低電壓低功率參考電壓電路分析與設計

3.1 理論分析

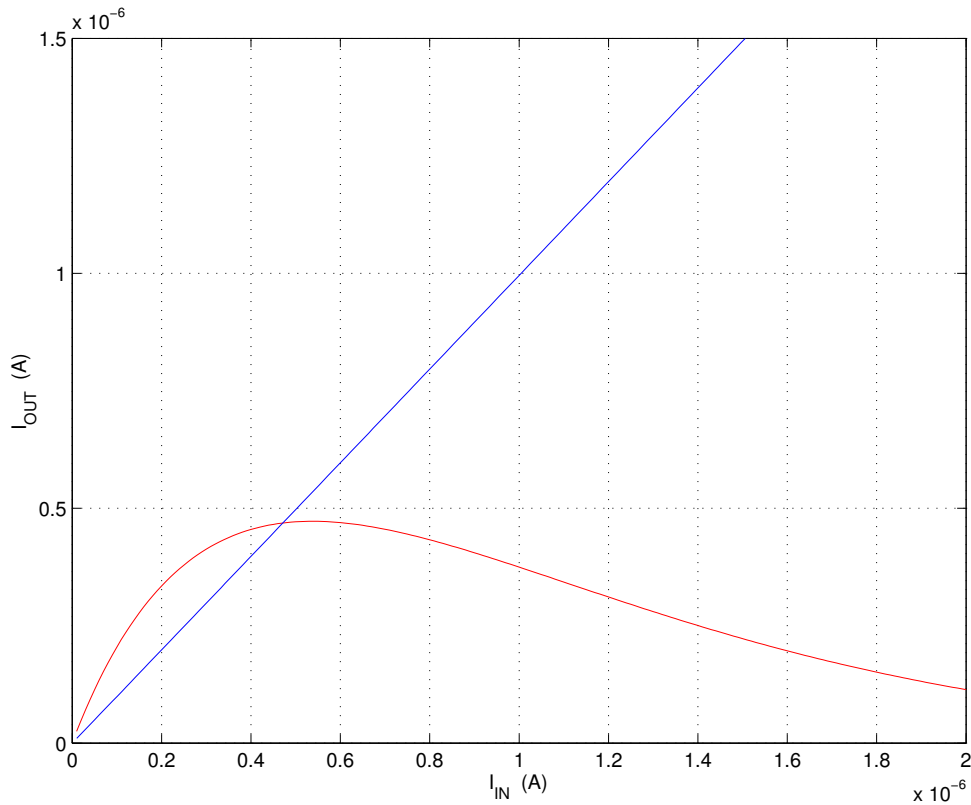


圖 3.1: 峰值電流源輸出電流與輸入電流的關係曲線

此篇論文將焦點放於低電壓低功率參考電壓電路, 經過第二章分析三種電流源在操作電壓的限制, 所以我採用峰值電流源做為電流源, 以便符合低操作電壓的特性, 且採用自我偏壓電路以便降低輸出電壓對電源電壓的靈敏度。在低功率方面, 是利用 MOS 工作於弱反相區具有低電流的特性, 且在補償溫度係數時也便於分析和設計。

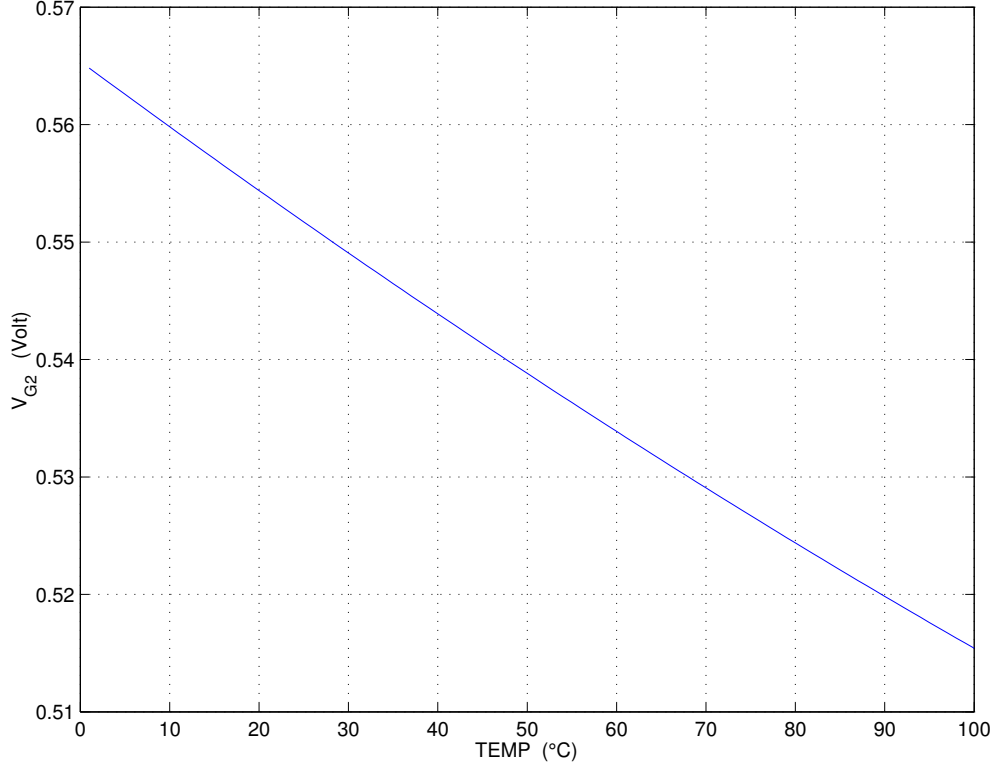


圖 3.2: MOS閘-源極電壓與溫度的關係曲線

首先分析圖2.3峰值電流源

$$I_{D2} = K_2 I_{ES} \exp\left(\frac{V_{GS2}}{NV_T}\right) \quad (3.1)$$

$$I_{D3} = K_3 I_{ES} \exp\left(\frac{V_{GS3}}{NV_T}\right) \quad (3.2)$$

其中 $I_{ES} = \mu_n C_{ox} N (V_T)^2 \exp\left[\frac{q}{N\kappa T}(-V_t - \frac{N\kappa T}{q})\right]$, V_t 是 MOS 臨界電壓, $V_T = \frac{\kappa T}{q}$ 是熱電壓 κ 是波茲曼常數 $\kappa = 1.38 \times 10^{-23}$, N 是次臨界常數 $N = 2 \sim 3$, K 是 MOS 的尺寸比例 $K = (\frac{W}{L})$ 。

(3-1) 式除以 (3-2) 式, 可得

$$\frac{I_{D2}}{I_{D3}} = \frac{K_2}{K_3} \exp\left(\frac{I_{D2}R}{NV_T}\right) \quad (3.3)$$

(3-3) 式經整理後可得

$$I_{D3} = \frac{I_{D2}K_3}{K_2} \exp\left(-\frac{I_{D2}R}{NV_T}\right) \quad (3.4)$$

其中選擇

$$I_{D3} = \left[\frac{K_3}{K_2} \exp(-1)\right] I_{D2} \quad (3.5)$$

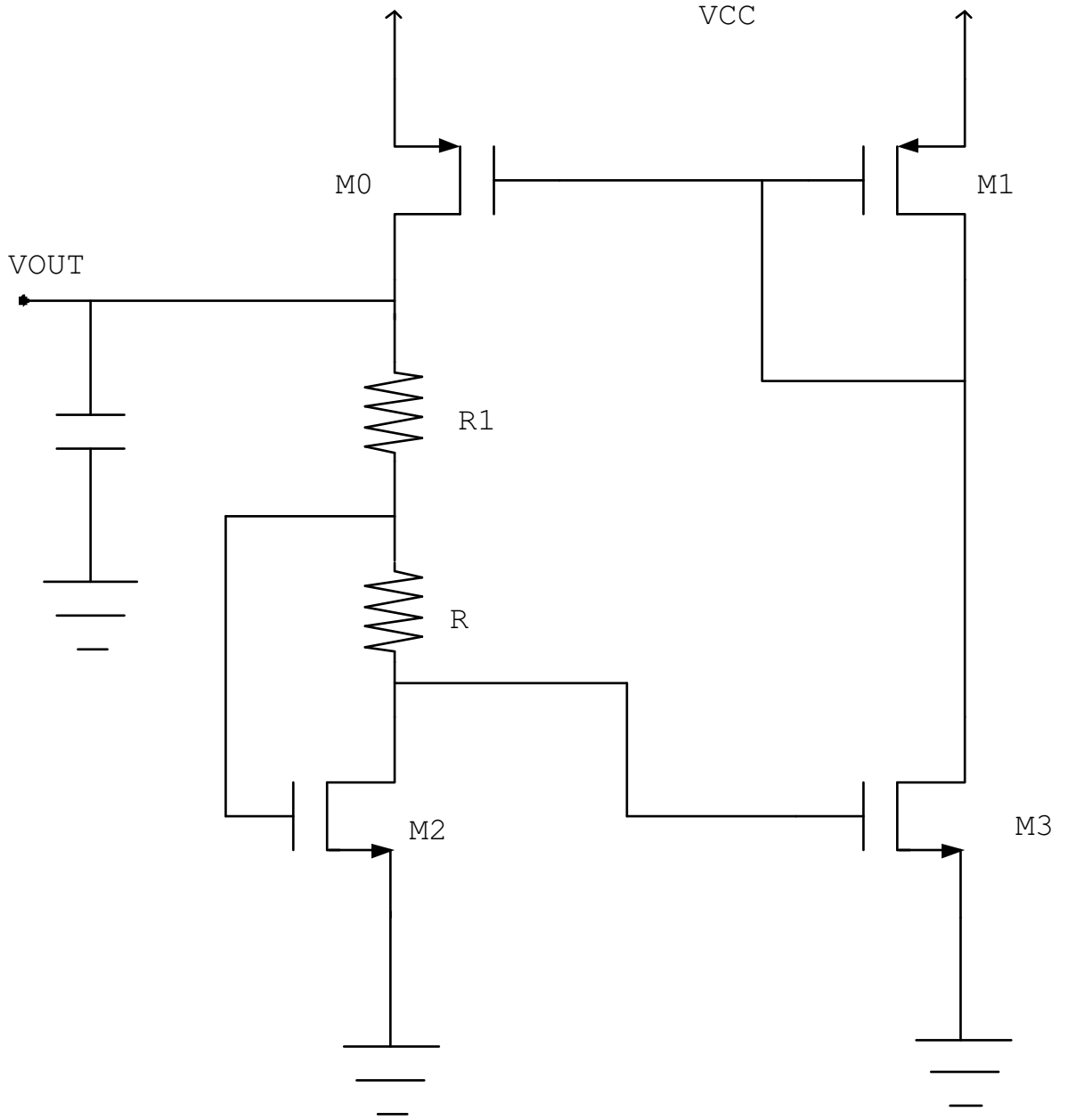


圖 3.3: 低電壓低功率參考電壓電路

$$R = \frac{NV_T}{I_{D2}} \quad (3.6)$$

避免使得偏壓電流 I_{D2} 因受到電源電壓和外在環境的影響而產生變動，所以選擇適當的 R 值，並選擇 M2 和 M3 的 $(\frac{W}{L})$ ，使得操作點正好是峰值電流源的峰值電流，如圖3.1所示。

在溫度補償方面，首先分析峰值電流源的溫度特性，

$$V_{GS} = NV_T \ln\left(\frac{I_{D2}}{K_2 I_{ES}}\right) \quad (3.7)$$

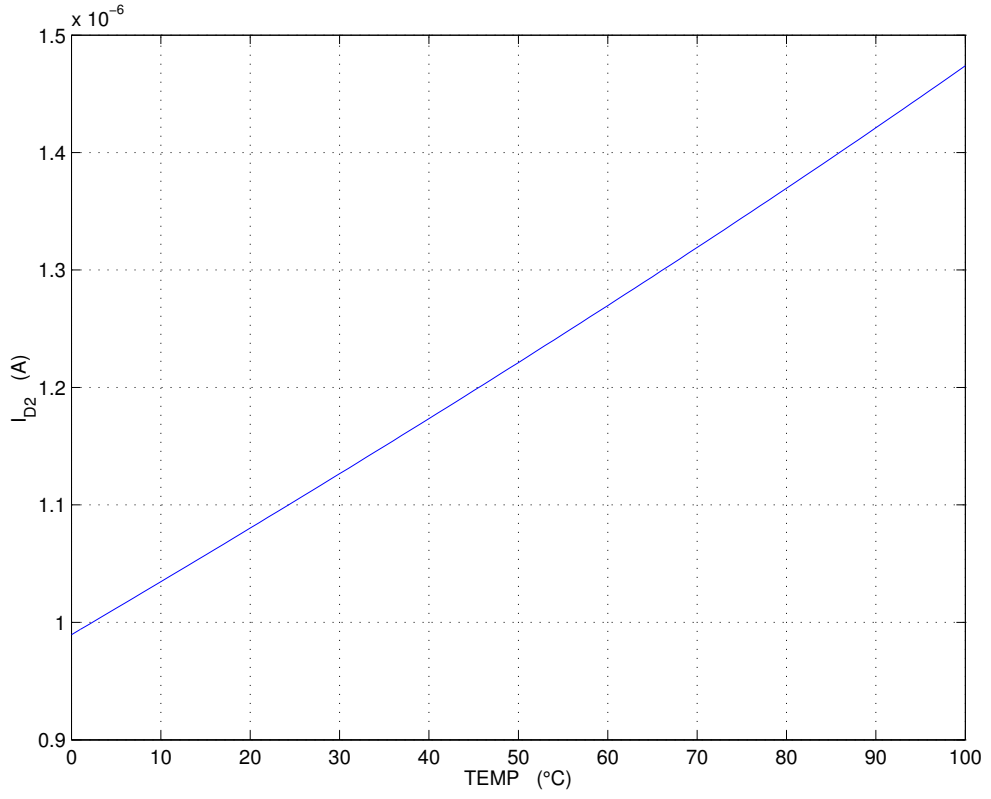


圖 3.4: I_{D2} 與溫度的關係曲線

$$= NV_T \ln \left[\frac{I_{D2}}{K_2 \mu C_{OX} N (V_T)^2 \exp(\frac{-V_t}{NV_T} - 1)} \right] \quad (3.8)$$

$$= NV_T \ln \left[\frac{I_{D2} R}{K_2 \mu C_{OX} N (V_T)^2 \exp(\frac{-V_t}{NV_T} - 1) R} \right] \quad (3.9)$$

將 (3.6) 式代入 (3.8) 式, 可得將 (3-5) 式代入 (3-6) 式, 可得

$$V_{GS} = NV_T \ln \left[\frac{NV_T}{K_2 \mu C_{OX} N (V_T)^2 \exp(\frac{-V_t}{NV_T} - 1) R} \right] \quad (3.10)$$

$$= NV_T \ln \left[\frac{1}{K_2 \mu C_{OX} NV_T \exp(\frac{-V_t}{NV_T} - 1) R} \right] \quad (3.11)$$

$$= NV_T \ln \left[\frac{\exp(\frac{V_t}{NV_T})}{K_2 \mu C_{OX}^{\frac{\kappa}{q}} \exp(-1) R} T^{\alpha - 1} \right] \quad (3.12)$$

$$= NV_T \ln \left[\frac{1}{K_2 \mu R C_{OX}^{\frac{\kappa}{q}} \exp(-1)} \right] + NV_T (\alpha - 1) \ln T + V_t \quad (3.13)$$

$$I_{D2} = \frac{V_{GS2} - V_{GS3}}{R} = \frac{NV_T}{R} \ln \left(\frac{K_3}{K_2} \right) \quad (3.14)$$

由圖3.2和 (3-13) 式可得知 MOS 的閘-源極電壓是一個負溫度係數且是一個擁有常數項、溫度的一次項、和非線性項。所以在溫度補償方面必須產生一正溫度係數元件來補償閘-源極的負溫度特性。

如圖3.3低電壓低功率參考電壓電路是此篇論文所設計的參考電壓電路，採用了峰值電流源具有低操作電壓低消耗功率的特性。在溫度補償方面，由 (3-14) 式中可知其實電路本身具有穩度補償時所需的正溫度係數元件 I_{D2} 如圖3.4，不需額外設計溫度補償器，只需串接電阻 R_1 ，調整 R_1 電阻值使其達到溫度補償的效果，其輸出電壓變為

$$V_{OUT} = I_{D2}R_1 + V_{GS2} \quad (3.15)$$

將 (3.13) 式和 (3.14) 是代入 (3.15) 式可得

$$V_{OUT} = \frac{R_1}{R}NV_T + NV_T \ln\left(\frac{1}{K_2R\mu C_{OX}\frac{\kappa}{q}\exp(-1)}\right) + NV_T(\alpha - 1) \ln T + V_t \quad (3.16)$$

$$= V_t + \left[\frac{R_1}{R} + \ln\left(\frac{1}{K_2R\mu C_{OX}\frac{\kappa}{q}\exp(-1)}\right)\right]\left(\frac{\kappa N}{q}\right)T + \left(\frac{\kappa N}{q}(\alpha - 1)\right)T \ln T \quad (3.17)$$

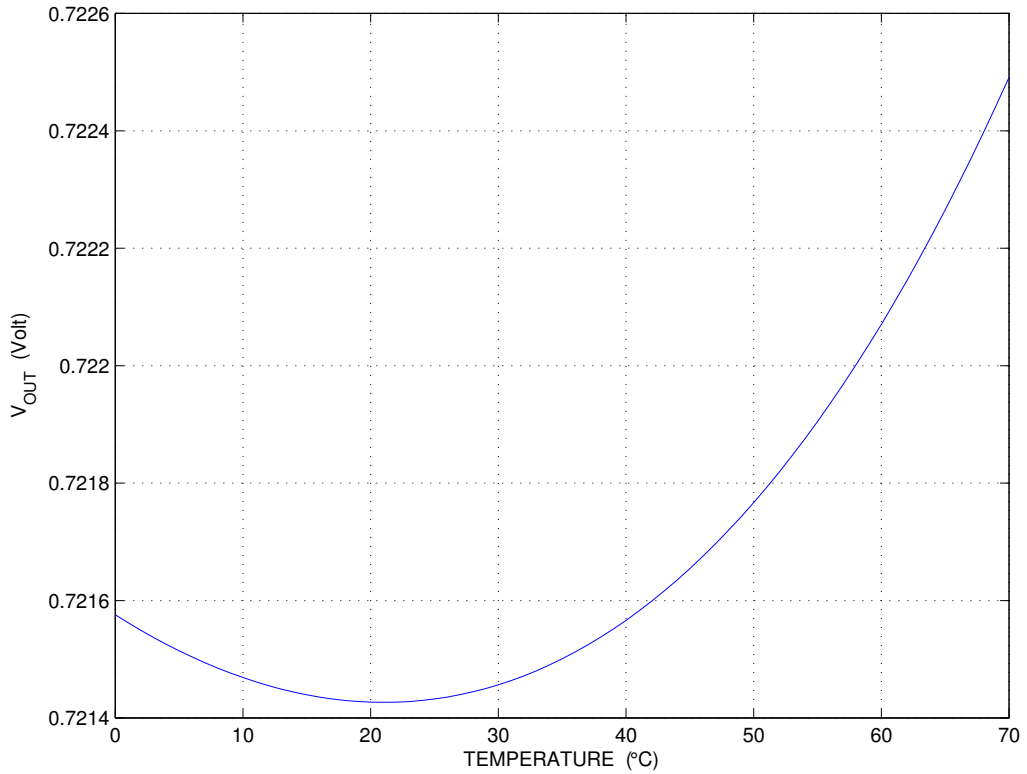


圖 3.5: $R_1 = 154.602k$ 的輸出電壓與溫度的關係曲線

係數	係數值
A0	0.8247192351846
A1	-0.0031156571531
A2	0.00038551813486
B0	0.01040873530519
B1	0.00048336389671

表 3.1: 由曲線近似法取得的係數列表

元件名稱	元件值	單位
R1	140	KOhm
R	50	KOhm
M0	4um/16um	
M1	4um/16um	
M2	32um/16um	
M3	79.04um/16um	
M4	4um/12um	
M5	4um/12um	
M6	4um/12um	

表 3.2: 各元件值列表

3.2 使用微分法估測補償電阻的元件值

在文獻回顧中有提到參考電壓電路的溫度曲率補償中其中一類是製作 $PTAT^2$ 等高階項如 [5] 補償非線性項, 而補償器的設計依據是利用在某一溫度附近使輸出電壓變化最小, 也就是讓輸出電壓在某一溫度附近一階微分為零、二階微分為零, 讓輸出電壓在某一特定溫度附近是較為穩定。

$$\frac{\partial V_{OUT}}{\partial T} = \frac{\partial I_{D2}}{\partial T} R_2 + \frac{\partial V_{GS2}}{\partial T} \quad (3.18)$$

$$= \frac{\kappa N}{q} \left[\frac{R_1}{R} + \ln \left(\frac{1}{K_2 R \mu C_{ox} \frac{\kappa N}{q} \exp(-1)} \right) \right] + \frac{\kappa N}{q} (\alpha - 1) (1 + \ln T) \quad (3.19)$$

首先藉由數學式的推導可求得 $V_{GS2}(T)$ 和 $I_{D2}(T)$ 的型式, 因為無法準確的製程參數, 所以比需採用數值分析法幫助我做準確的分析和估測。從 (3.13) 式、(3.14) 式中可發現如果想做溫度補償可是卻無法得知製程參數, 所以利用數值分析法曲線近似法近似 V_{GS2} 和 I_{D2} , 得到 $V_{GS2}(T)$ 、 $I_{D2}(T)$ 。曲線近似法是將以之的數個點用一條曲線近似這數個點, 其數學表示為

$$MIN \sum_{i=1}^N [G_i - (A + BT_i + CT_i \ln(T_i))]^2 \quad (3.20)$$

其中 $A + BT + CT \ln T$ 是想要近似的函數經, 由上式的演算法我可將已得知的值代入, 並可得到一個 $A + BT + CT \ln(T)$ 的函數來近似代入的值。本篇論文將舉例驗證此法的可行性, 在表 3.1 中所

列舉的是藉由曲線近似法所獲得的係數，在表3.2中所列舉的是在此例中各元件參數，再利用微分法便可估測出如圖3.5所示當要求 $T = 25^{\circ}\text{C}$ ，溫度變化要求最小，經微分法估測出的 $R = 154.602K$

而實際上，當 $T = 25^{\circ}\text{C}$ ，微分為零所需的 $154.602K$ 其輸出電壓與溫度的關係如圖3.5所示。

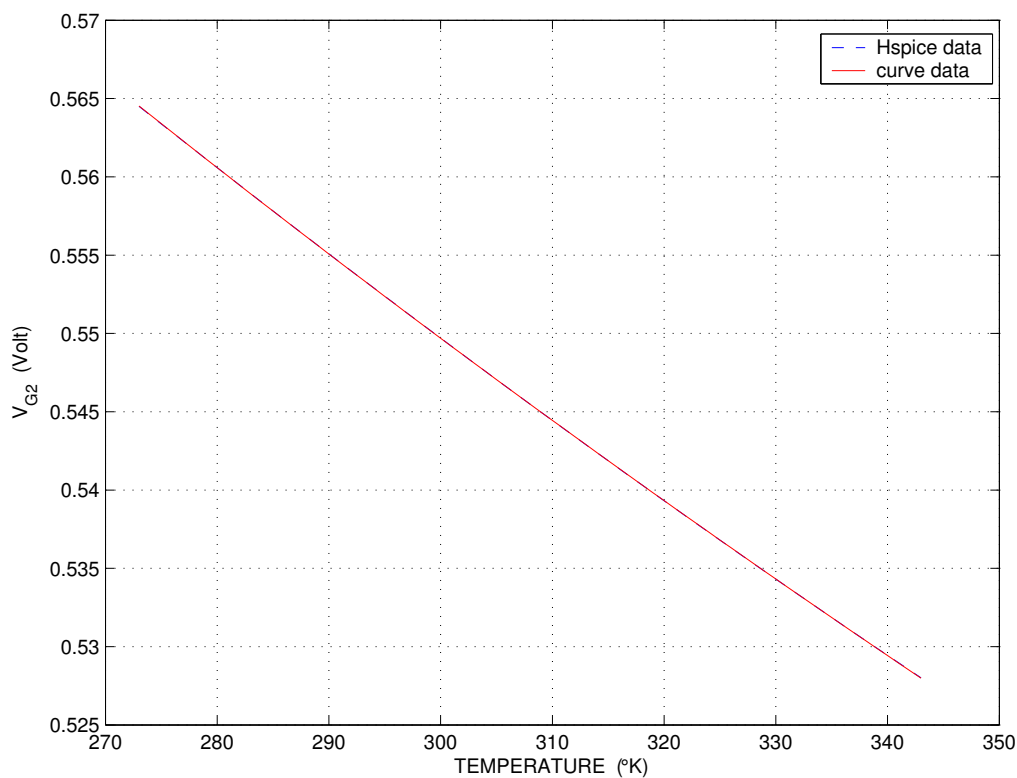


圖 3.6: 實際電壓值與近似函數之比較

由圖3.6和圖3.7可知利用曲線近似法，所近似的函數與實際有些微的差異，其中造成估測值和實際值有些微誤差其主要原因是無法得知實際電阻與溫度的函數，所以計算時只能以理想電阻做分析，因此會造成些微誤差，但此法提供了設計者正確的方向，而不是盲目的給定元件值

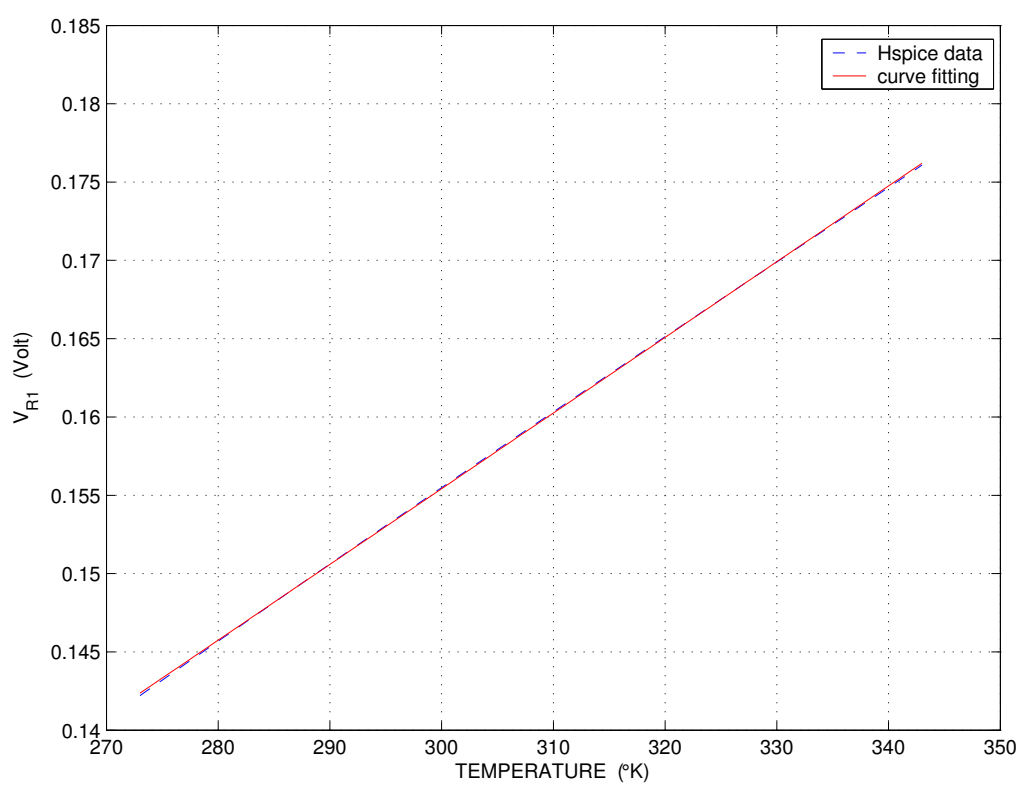


圖 3.7: 實際電流值與近似函數之比較

第 4 章

實驗結果與比較

在實驗中, 本電路和文獻 [8]的電路元件均採用 TSMC 0.35um 3P3M SiGe BiCMOS製程, 圖4.1是電路佈局圖, 表??所示是低電壓低功率與文獻 [8]比較之規格列表, 由圖表中可知此電路所需要最小的電源電壓是1.4V。輸出電壓是0.71。最大工作電流是2.23uA, 溫度係數是16.8ppm/°c。

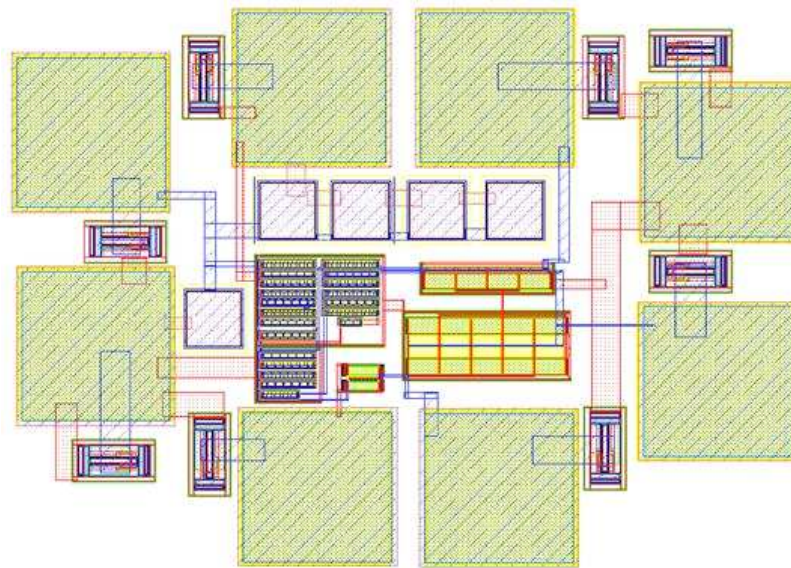


圖 4.1: 電路佈局圖

在圖表中可知在電路消耗功率約小1.5倍, 供應電流幾乎一樣。而電源電壓方面文獻 [8]操作範圍幾乎相近。在溫度方面本電路較優近4倍。在4.6中電源電壓抑制比的高頻部分可再輸出端並接一個電容便可大大改進電源電壓抑制比。

參數	文獻 [8]	低電壓低功率參考電壓電路	單位
供應電流	2.163	2.23	μA
消耗功率	10.221	6.68	μW
輸入參考雜訊密度	758.045	15.6	$\frac{\mu V}{Hz^{0.5}}$
輸出電壓	0.72	0.71	V
電源電壓抑制比	-70(1 Hz)	-109(1 Hz)	dB
	-70(1KHz)	-109(1 kHz)	
	-67(1 MHz)	-84.05(1MHz)	
線性校準	-1.76($^{\circ}C$)	4.3($^{\circ}C$)	$\frac{mv}{v}$
	-0.6(70 $^{\circ}C$)	3.7(70 $^{\circ}C$)	
溫度係數	43.3	16.8	ppm/ $^{\circ}C$

表 4.1: 參考電壓電路與文獻[8]之規格列表

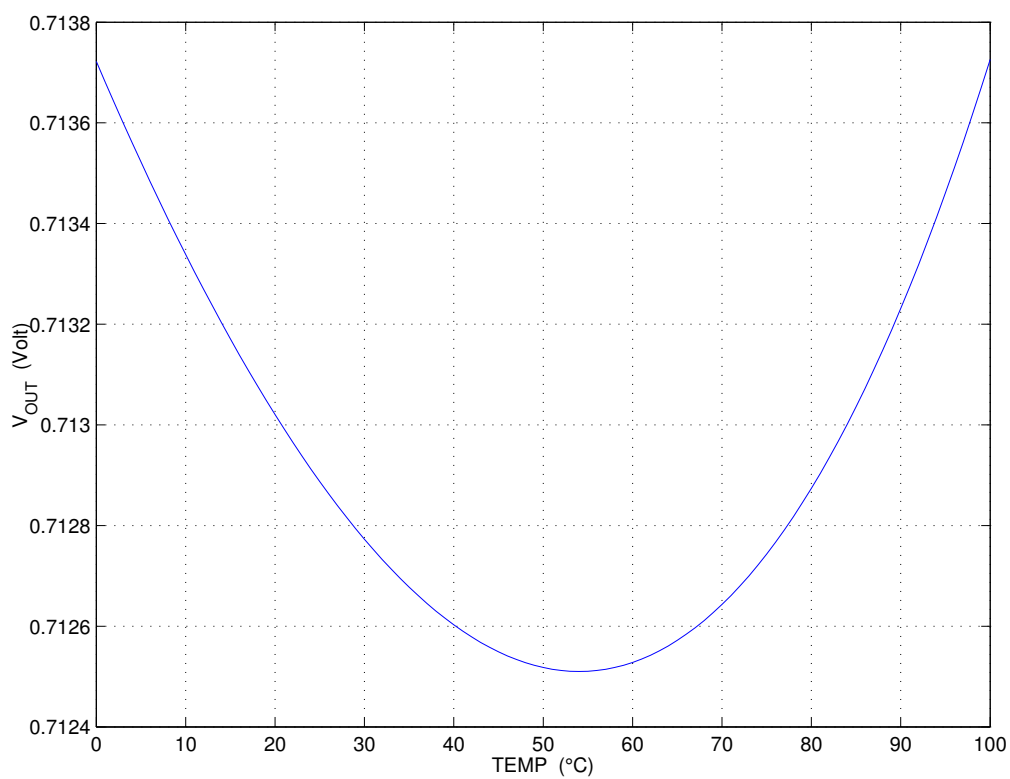


圖 4.2: 參考電壓電路之Pre-Sim 在不同溫度的輸出電壓

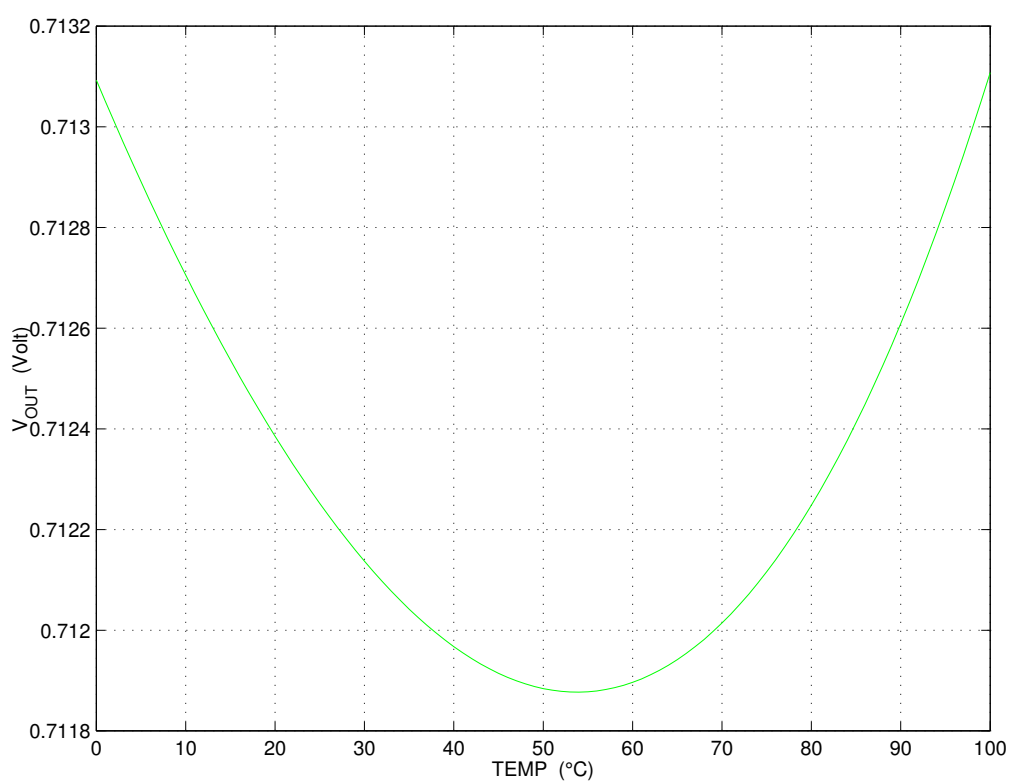


圖 4.3: 參考電壓電路之Post-Sim 在不同溫度的輸出電壓

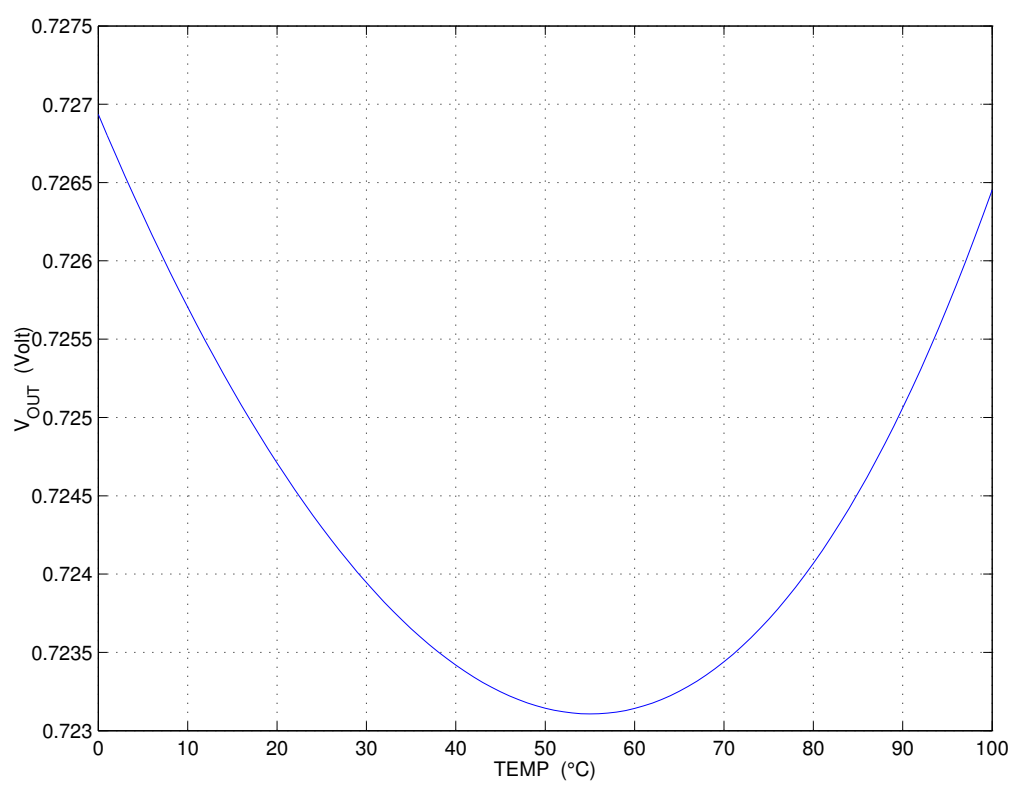


圖 4.4: 文獻[8]之輸出電壓與溫度的關係曲線

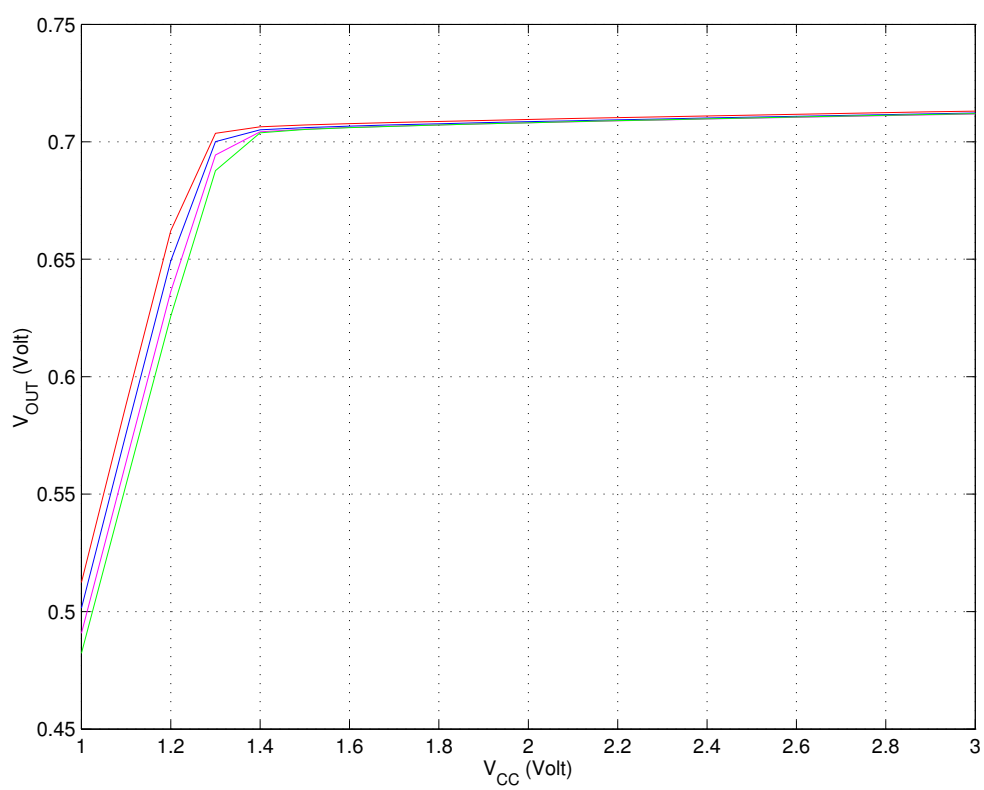


圖 4.5: 參考電壓電路之Pre-Sim 在不同電源電壓的輸出電壓

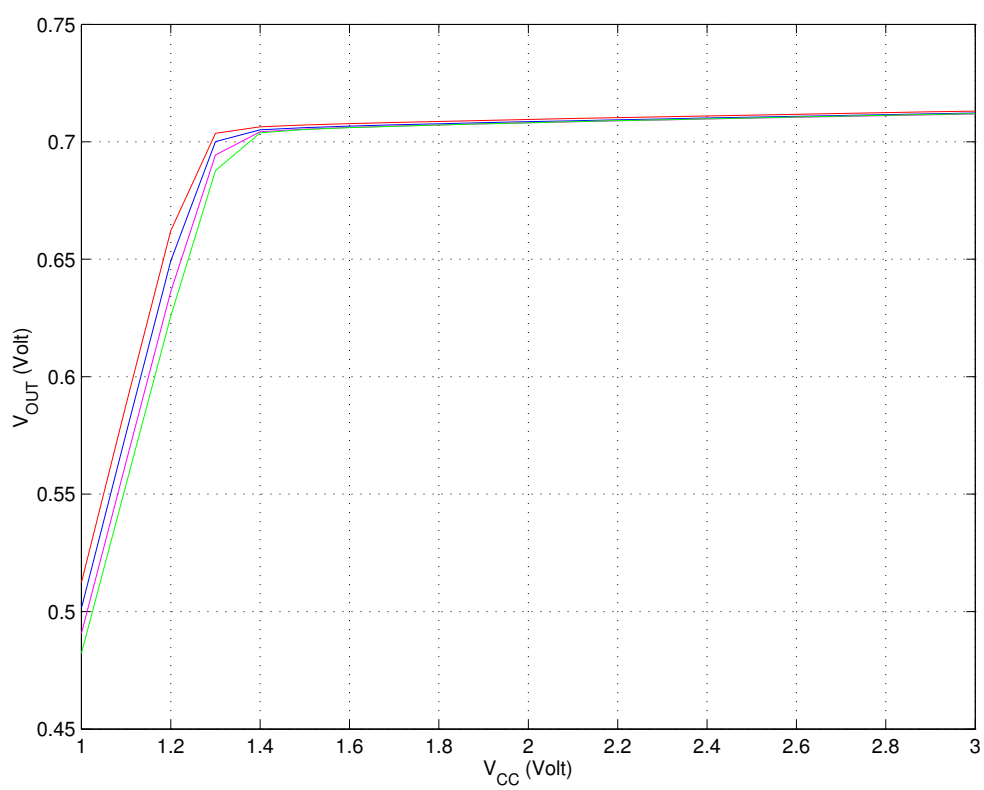


圖 4.6: 參考電壓電路之Post-Sim 在不同電源電壓的輸出電壓

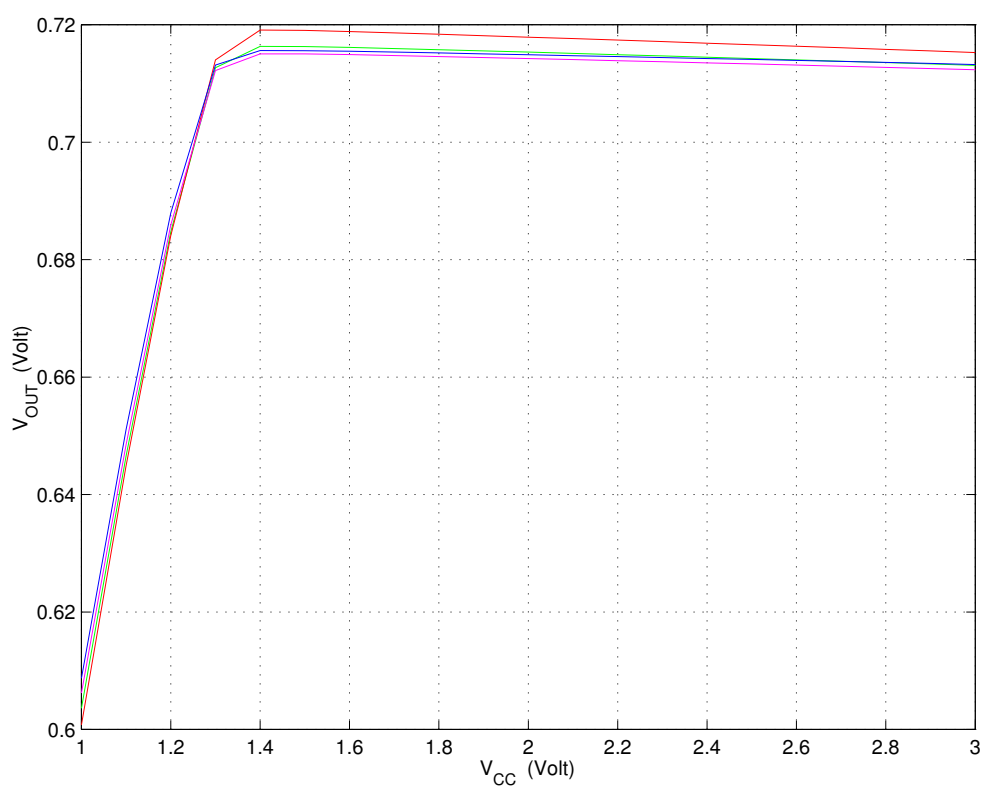


圖 4.7: 文獻[8]之輸出電壓與電源電壓的關係曲線

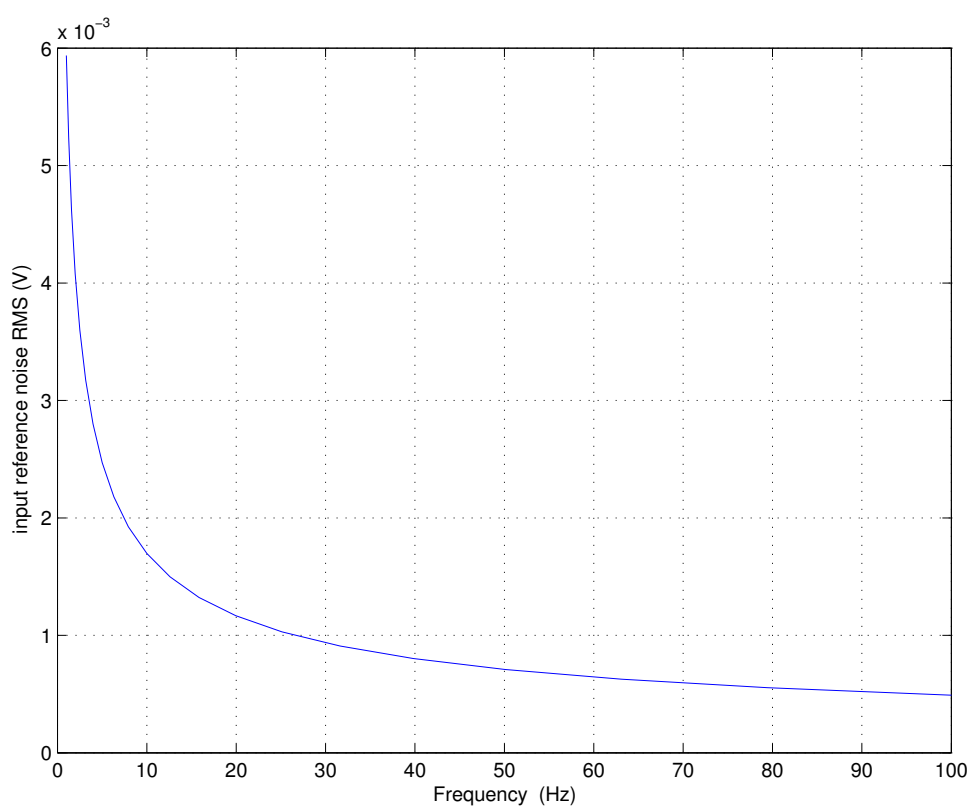


圖 4.8: 低電壓低功率參考電壓電路之Post-Sim 的 Innoise

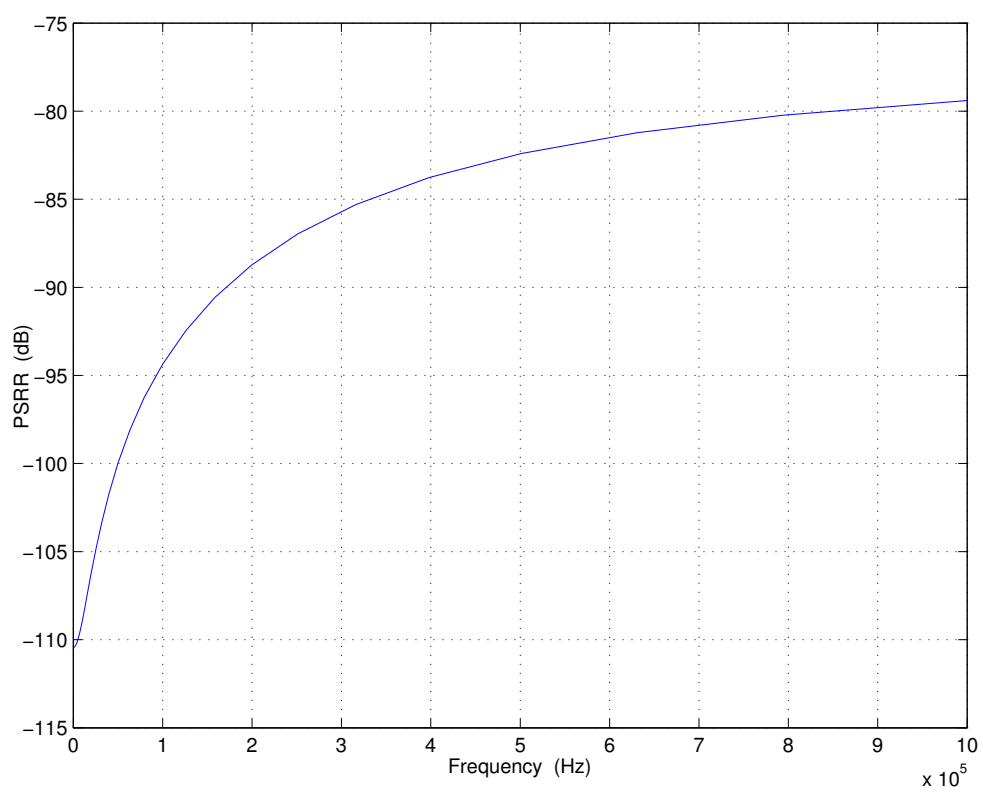


圖 4.9: 低電壓低功率參考電壓電路之電源電壓抑制比

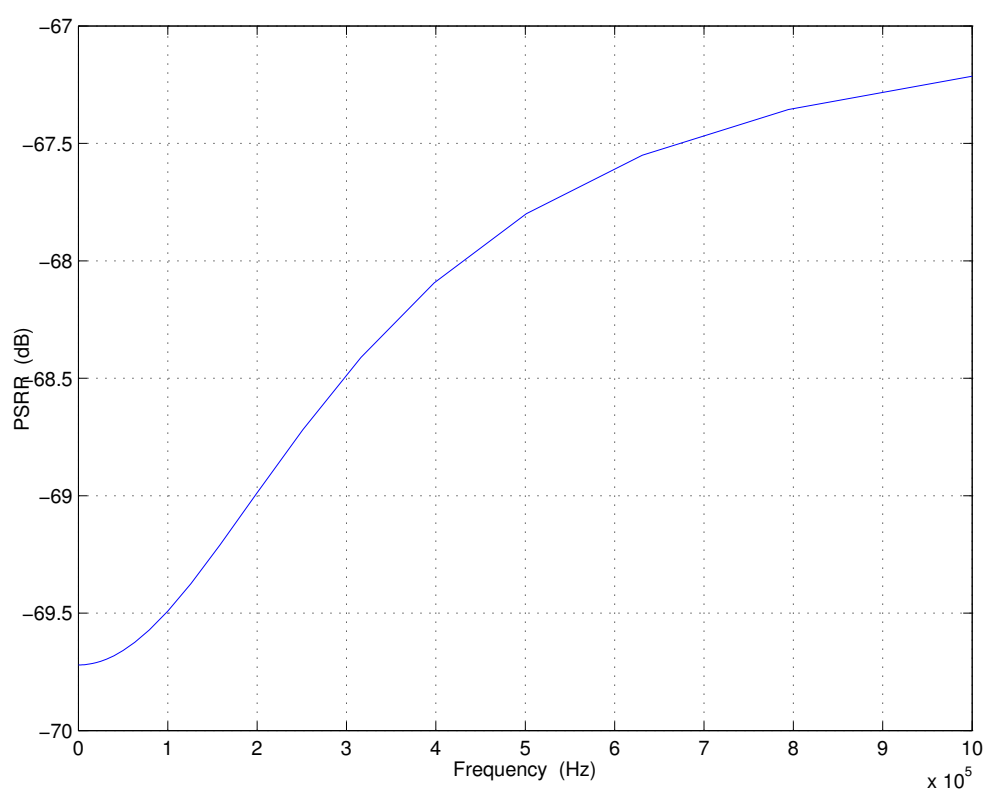


圖 4.10: 文獻[8]之電源電壓抑制比

第 5 章

結論與未來展望

5.1 結論

在此篇論文中所提出一種非常簡單而且低電壓低功率參考電壓電路。此電路經前置模擬 (Pre-Sim) 和後端模擬 (Post-Sim) 其結果是溫度係數為 $16.8\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 、電源電壓抑制比 -84 dB 、最大消耗功率為 6.68uW ，所需的最小電源電壓為 1.4V 。我們也考慮到電壓源變動對輸出電壓的變化，由於必需考慮到此電路在低電源電壓仍能工作，我們放棄使用 Wilson 電流鏡電路來提高此電路的線性校準。由於此效應主要原因是由於通道長度調變 (Channel length modulation) 之效應，因此我們設計 M0，及 M1時是使其為長通道、並減小 R1，以降低輸出電壓的變化，從之前的分析可發現 R1 減小，整體的消耗功率會相對增加，所以這是我們應付出的代價。為了降低通道長度調變效應而串疊一組電流鏡或增加通道長度，將會增加所需最小的電源電壓。在電路分析的過程中無法得知詳細的製程參數所以我們運用數值分析中的曲線近似法使我們的在設計的過程中更加便捷且準確。

5.2 未來展望

在本論文中以峰值電流源為基礎利用自我偏壓技術發展出一簡單的低電壓低功率參考電壓源，並運用電路內部兩顆 MOS 工作於弱反相區的閘源極電壓差具有與溫度有一次項的關係來補償溫度係數，如此便不需額外設計溫度補償器，由此整體的電路架構變成非常簡單，而且消耗功率小，但是電路中的線性調整還有改進的空間，因為在電路中操作電壓和線性調整的特性會互相排斥，所以這方面應該是值得在研究的地方。

参考文献

- [1] R. J. Widlar, “New developments in IC voltage regulators,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. SC-6, pp. 2-7, Feb. 1971.
- [2] P. R. Gray, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, John Wiley & Sons, 2001.
- [3] B. S. Song and P. R. Gray, “A precision curvature-compensated CMOS bandgap reference,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. SC-18, pp. 634-643, Dec. 1983.
- [4] I. Lee, G. Kim and W. Kim, “Exponential curvature-compensated BiCMOS bandgap reference,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, pp. 1396-1403, Nov. 1994.
- [5] G. A. Rincon-Mora and P. E. Allen, “A 1.1-V current-mode and piecewise-linear curvature-corrected bandgap reference,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 1551-1554, Oct. 1998.
- [6] J. M. Audy, “Bandgap voltage reference circuit and method with low TCR resistor in parallel with high TCR and in series with low TCR portions of tail resistor,” U. S. Patent 5,292,122, March 1994.
- [7] G. A. Rincon-Mora, *Voltage References-From Diodes to Precision High-Order Bandgap Circuits*, New York: Wiley, 2002.
- [8] X. B. Ye and Z. L. Chen, “Low Voltage Self-biasing Reference Circuit,” 2001. Proceedings. 4th International ASIC Conference, pp. 23-25, Oct. 2001.
- [9] G. Giustolisi, G. Palumbo, M. Criscione, and F. Cucuttri, “A Low-Voltage Low-Power Voltage Reference Based on Subthreshold MOSFETs,” *IEEE J. Solid-State Circuit*, vol. No.38, pp. 151-154, Jan. 2003.

- [10] K. N. Leung, P. K. T. Mok, and C. Y. Leung, "A 2-V 23-uA 5.3-ppm/ $^{\circ}$ C Curvature-Compensated CMOS Bandgap Voltage Reference," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 561-564, Mar. 2003.
- [11] O. Salminen and K. Halonen, "The Higher Order Temperature Compensation Bandgap Voltage Reference," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 3, pp. 1388-1391, May 1992.
- [12] C. Popa, "A new curvature-corrected voltage reference based on the weight difference of gate-source voltages for subthreshold-operated mos transistors," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 2, pp. 585-588, July 2003.