

逢甲大學學生報告 ePaper

F1 輪胎胎溫檢測系統設計

Design of an F1 Tire Temperature Monitoring System

作者：王羿竣

系級：自控二乙

學號：D1256595

開課老師：黃清輝 教授

課程名稱：感測與量度工程

開課系所：自動控制工程學系

開課學年：113 學年度 第 2 學期



中文摘要

本專題旨在設計一套應用於一級方程式 (F1) 賽車的高精度輪胎溫度監測系統，以解決 F1 賽事中因胎溫劇烈變化而影響賽車性能與安全性的關鍵問題。其主要目的為提供一套可靠、即時的胎溫數據採集方案，供車隊工程師進行性能調校與策略制定。

為達成此目的，本設計遵循《感測器應用與線路分析》之流程，選用溫度係數 (TCR) 為 $+4240 \text{ ppm/}^{\circ}\text{C}$ 的 TSR 電阻式感測器，以量測 0°C 至 150°C 的溫度範圍。核心電路採用有源電橋結構，將感測器的電阻變化 (100Ω 至 163.6Ω) 精密轉換為 0 V 至 -0.06 V 的線性電壓訊號。為提升訊號解析度，後級電路採用精密運算放大器 (如 LM308A 或其現代替代品 AD8628) 構成增益為 -50 倍的反相放大器，將訊號放大至 0 V 至 $+3.0 \text{ V}$ ，以利後續的指針電錶指示或微控制器 (MCU) 進行數據採集。過程中充分考量 F1 賽車嚴苛的電磁干擾 (EMI) 環境，透過屏蔽、電源濾波及訊號濾波等抗雜訊技術，確保系統的穩定性與準確性。

最終，本專題成功提出了一套完整的類比訊號調理電路設計方案，其輸出訊號具備良好的線性度，理論上可達到 $\pm 1^{\circ}\text{C}$ 的量測精度。此設計不僅可直接驅動指示儀錶，更具備與現代數位遙測系統整合的潛力，例如將輸出訊號接入車載 ECU 或數據採集單元 (DAU) 進行數位化處理。本研究成果可作為 F1 賽車、或其他高性能車輛之溫度感測系統的基礎設計藍圖，為精確掌握車輛動態性能提供了可靠的技術基礎。

關鍵字：

1. 一級方程式
2. 有源電橋
3. 溫度感測器
4. 運算放大器

Abstract

This project aims to design a high-precision tire temperature monitoring system for Formula One (F1) racing applications. The primary objective is to address the critical issue of how significant tire temperature variations impact vehicle performance and safety during F1 events. The system is intended to provide a reliable, real-time solution for tire temperature data acquisition, enabling race engineers to make informed decisions on performance tuning and race strategy.

To achieve this goal, the design follows the methodology outlined in the textbook *Sensor Applications and Circuit Analysis*. A Temperature Sensitive Resistor (TSR) with a Temperature Coefficient of Resistance (TCR) of +4240 ppm/°C was selected to measure temperatures within a range of 0 °C to 150 °C. The core of the circuit utilizes an active bridge configuration to precisely convert the sensor's resistance change (from 100 Ω to 163.6 Ω) into a linear voltage signal from 0 V to -0.06 V. To enhance signal resolution, a subsequent stage employs a precision operational amplifier (e.g., LM308A or its modern equivalent, AD8628) in an inverting configuration with a gain of -50, amplifying the signal to a 0 V to +3.0 V range. This output is suitable for driving an analog meter or for data acquisition by a microcontroller (MCU). The design gives full consideration to the harsh Electromagnetic Interference (EMI) environment of F1 racing, incorporating noise suppression techniques such as shielding, power supply filtering, and signal filtering to ensure system stability and accuracy.

Ultimately, this project successfully proposes a complete analog signal conditioning circuit design. The resulting output signal demonstrates excellent linearity and is theoretically capable of achieving a measurement accuracy of ± 1 °C. This design can not only drive an indicator gauge directly but also holds the potential for integration with modern digital telemetry systems, such as interfacing with an onboard ECU or Data Acquisition Unit (DAU) for digital processing. The findings of this study can serve as a foundational blueprint for temperature sensing systems in F1 or other high-performance vehicles, providing a robust technical basis for accurately mastering vehicle dynamic performance.

Keyword :

1. Active Bridge
2. Formula One (F1)
3. Operational Amplifier (OP Amp)
4. Temperature Sensor

目錄

1. 緒論 (Introduction)	4
2. 系統設計流程 (System Design Flow)	5
2-1 企劃委託	
2-2 決定使用哪種感測器	
2-3 決定選用哪種轉換電路	
2-4 決定電源電壓和參考電壓	
2-5 要用那一顆 OP Amp	
2-6 轉換電路的設計	
2-7 放大器的設計	
2-8 指示電路的設計	
2-9 雜訊消除及預防	
2-10 調校步驟	
2-11 採購建議	
3. F1 賽車應用的特殊考量與未來展望 (Special Considerations for F1 Racing Applications and Future Outlook)	25
4. 結論 (Conclusion)	26
5. 參考文獻	27

1. 緒論 (Introduction)

一級方程式 (F1) 賽車是尖端科技的結晶，輪胎作為賽車與賽道唯一接觸的部件，其性能直接影響賽車的抓地力、操控性及整體表現。輪胎的溫度是影響其性能的關鍵參數之一，過高或過低的胎溫都會導致抓地力下降，甚至引發輪胎異常磨損或爆胎。因此，實時、精確地監測 F1 輪胎胎溫，對於車隊制定比賽策略、優化賽車調校、以及保障車手安全都具有至關重要的意義。

本專題旨在設計一套應用於 F1 賽車的輪胎溫度量測系統。系統將遵循教材《感測器應用與線路分析》第八章的設計流程，從需求分析開始，逐步完成感測器選型、訊號轉換、放大、指示及抗干擾設計，並探討在 F1 賽車嚴苛環境下的特殊考量。本系統的目標是提供一個可靠、準確的胎溫監測方案，為 F1 車隊的工程師提供決策依據。



2. 系統設計流程 (System Design Flow)

● 2-1 企劃委託:

根據 F1 賽車的應用情境，我們需要一套能夠量測輪胎表面或內部溫度的系統。具體需求評估如下：

- 量測目標 F1 輪胎工作溫度。輪胎在不同工作狀態下(如巡航、暖胎、激烈駕駛)，其表面溫度通常在 70 °C 至 130 °C 之間，瞬間可能更高，尤其是在剎車區域附近。因此，感測器的量測範圍至少應涵蓋 0 °C 至 150 °C (甚至 200 °C 以應對極端情況並留有餘裕)。
- 精確度: 胎溫的微小變化都可能影響輪胎性能，因此需要較高的精確度，例如 ± 1 °C 或更高。
- 響應速度: F1 賽車速度極快，輪胎狀況瞬息萬變，系統需要快速響應溫度變化，例如在數百毫秒內。
- 工作環境:
 - ◆ 高溫: 賽車引擎、剎車系統會產生高溫。
 - ◆ 劇烈震動: 賽車行駛時會產生劇烈震動。
 - ◆ 電磁干擾 (EMI): 賽車內有眾多電子設備，點火系統、無線通訊等會產生電磁干擾。
 - ◆ 空間限制: 賽車內部空間寸土寸金，感測器和相關電路需小型化。
- 輸出形式:
 - ◆ 初步設計 (依教材): 模擬電壓輸出，連接至指示電路 (如指針式電錶或 LED 顯示)。
 - ◆ F1 實際應用: 數位訊號輸出，整合至賽車的 ECU (Electronic Control Unit) 或遙測系統 (Telemetry)，供工程師實時監控和數據記錄。
 - ◆ 供電: 利用賽車現有的供電系統 (通常為 12 V 直流電瓶)。

- ◆ 成本: 在滿足性能的前提下, 考量成本效益, 但 F1 應用通常性能優先。
- ◆ 可靠性與耐用性: 系統必須能在 F1 賽事的嚴苛條件下長時間穩定工作。

● 2-2 決定使用哪種感測器:

根據前述需求分析, 特別是溫度範圍、精確度和 F1 環境的考量, 我們可以評估以下幾種常見的溫度感測器:

■ 熱敏電阻 (Thermistor):

- ◆ NTC (負溫度係數): 靈敏度高, 但非線性較嚴重, 需要複雜的線性化電路或查表法。
- ◆ PTC (正溫度係數): 通常用於過流過溫保護, 非線性更強。

■ RTD (電阻溫度檢測器):

◆ Pt100/Pt1000 (鉑電阻):

線性度好, 穩定性高, 精確度高, 測溫範圍寬。Pt100 在 0 °C 時為 100 Ω , Pt1000 為 1000 Ω 。Pt1000 的電阻變化更大, 對引線電阻影響較小, 或可產生更大訊號。是工業和精密測量的常用選擇。

◆ TSR (Temperature Sensitive Resistor) 感測器:

例如 CB100/D/F, 其在 0 °C 時典型阻值為 100 Ω (與 Pt100 相似), TCR (溫度係數) 為 +4240 ppm/°C。這類矽基電阻感測器響應速度快, 體積可以做得很小。

■ 熱電偶 (Thermocouple):

- ◆ 測溫範圍非常寬, 響應快, 耐用。
- ◆ 輸出電壓小 (μV 級別), 需要精密放大和冷端補償, 易受 EMI 影響。

■ 紅外線 (IR) 非接觸式感測器:

- ◆ 可以非接觸式測量輪胎表面溫度, 避免了佈線和安裝在旋轉部件上的困難。
- ◆ 是 F1 賽車實際應用中監測輪胎表面溫度的主要方式之一(通常安裝在車身上對準輪胎)。
- ◆ 但其精度受目標發射率、環境溫度、距離和視場清潔度影響。

選擇理由:

雖然紅外線感測器是 F1 實戰中的理想選擇之一，但本專題將依循教材的電路設計思路，選擇一種接觸式電阻型感測器進行分析和設計。

在 RTD 和 TSR 之間:

- ◆ Pt100/Pt1000: 具有國際標準，特性明確，線性度佳，是精密測量的首選。
- ◆ TSR (如 CB100/D/F): 教材有提供其參數，其正溫度係數 (4240 ppm/°C) 與 Pt100 (約 3850 ppm/°C 或 3920 ppm/°C) 接近但略高。其較高的 TCR 意味著在相同溫度變化下，電阻變化更大，有利於訊號處理。

本專題選擇使用教材中提及的 TSR 型感測器作為設計基礎，例如型號類似 CB100/D/F，假設其主要參數如下:

- ◆ $R(0^{\circ}\text{C}) = 100\ \Omega$
- ◆ $\text{TCR}(\alpha) = +4240\ \text{ppm}/^{\circ}\text{C} = 0.00424\ /\text{}^{\circ}\text{C}$
- ◆ 測溫範圍: 0°C 至 150°C

計算在測溫範圍內的電阻變化:

電阻值隨溫度變化的公式為:

$$R(T) = R(0) \times (1 + \alpha \times T)$$

- ◆ $R(0^{\circ}\text{C}) = 100 \times (1 + 0.00424 \times 0) = 100\ \Omega$
 - ◆ $R(150^{\circ}\text{C}) = 100 \times (1 + 0.00424 \times 150) = 100 \times (1 + 0.636) = 163.6\ \Omega$
- 電阻變化範圍為 $100\ \Omega$ 至 $163.6\ \Omega$ ，總變化量為 $63.6\ \Omega$ 。

F1 應用考量:

對於 F1，感測器探頭需要非常堅固，能夠承受劇烈振動和潛在的顆粒撞擊。引線也需要特殊保護。若要測量輪胎內部溫度，則需將感測器嵌入胎體，對安裝和可靠性要求極高。若測量輪胎表面，則需考慮安裝位置，避免直接氣流影響，並確保良好熱接觸。

● 2-3 決定選用哪種轉換電路:

將感測器的電阻變化轉換為電壓訊號是接下來的關鍵步驟。教材中討論了幾種方法:

- 分壓電路: 結構簡單，但輸出與電阻呈非線性關係，且易受負載影響。
- 電阻電橋 (惠斯登電橋):
 - ◆ 被動電橋: 可以提供較好的靈敏度和線性度 (在小變化範圍內)，但歸零調整和輸出訊號大小可能仍是問

題。教材中提到 CBI00D 的 ΔR 較大，使用電阻電橋法誤差值較大。

◆ 有源電橋:

教材推薦使用有源電橋。其優點包括:

1. 近似定電流源:流過感測器 $R(T)$ 的電流相對穩定，不易因 $R(T)$ 的變化而大幅改變，這使得輸出電壓 $V_1(T)$ 與 $R(T)$ 的變化更接近線性。
2. 易於歸零調整:可以透過調整電路中的參考電阻或參考電壓來方便地實現 0°C 時輸出為 0 V 。
3. 輸出阻抗低:運算放大器的輸出阻抗低，有利於後級電路連接。

- 定電流法: 直接給感測器提供一個恆定電流，然後量測其兩端電壓。 $V = I \times R(T)$ 。此法線性度好，但實現精密恆流源需要額外電路，且教材提到為了歸零可能需要額外的參考電壓 IC，增加成本。

選擇與理由:

本專題選擇採用教材中推薦的「有源電橋」電路。

主要理由:

1. 較好的線性度: 相對於簡單分壓電路，有源電橋能提供更具線性的電阻-電壓轉換。
2. 恆流特性: 流過感測器 $R(T)$ 的電流相對穩定，減少了因電流變化帶來的非線性誤差。
3. 歸零方便: 電路結構使其易於調整 0°C 時的輸出為 0 V 。
4. 教材重點: 這是教材中詳細分析和推薦的方案。

有源電橋基本原理:

感測器 $R(T)$ 接在運算放大器的反相輸入端與輸出端之間。 V_{ref} 通過 R_1 連接到反相輸入端。 R_2 從反相輸入端接地 (或連接到某個電位)。 R_3 從同相輸入端接地。假設運算放大器理想，則虛短路: $V_- = V_+$

若同相輸入端接地 ($V_+ = 0\text{ V}$)，則 $V_- = 0\text{ V}$ (虛地)。

電流 $I_1 = (V_{\text{ref}} - V_-) / R_1 = V_{\text{ref}} / R_1$ 。

電流 I_2 流過 $R(T)$ ， $I_2 = (V_- - V_1(T)) / R(T) = -V_1(T) / R(T)$

由於 OP Amp 輸入電流為零， $I_1 = I_2$ 。

所以 $V_{\text{ref}} / R_1 = -V_1(T) / R(T) \rightarrow V_1(T) = -\left(\frac{R(T)}{R_1}\right) \times V_{\text{ref}} \quad [1,2]$

然而，教材圖 2-1 的結構是 $R(T)$ 在回饋路徑， R_1 在輸入路徑， V_{ref} 通過 R_1 到反相端， R_2 也從反相端到某電位 (通常是地或者一個偏置)，同相端通過 R_3 接地。

更常見的有源電橋形式是將 $R(T)$ 作為一個臂，並利用 OP

Amp 驅動電橋以維持某種平衡或產生與不平衡量成正比的輸出。

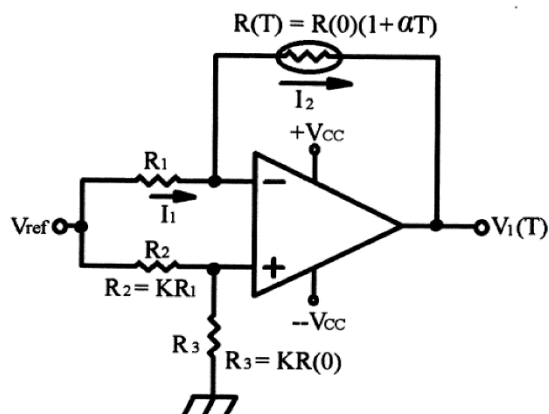


圖 2-1 有源電橋之電路圖[4]

參考教材圖 2-3 (-Vref) 和圖 2-2 (+Vref) 的有源電橋設計。我們將採用類似圖 2-2 的結構，但感測器在反相臂，以實現歸零。

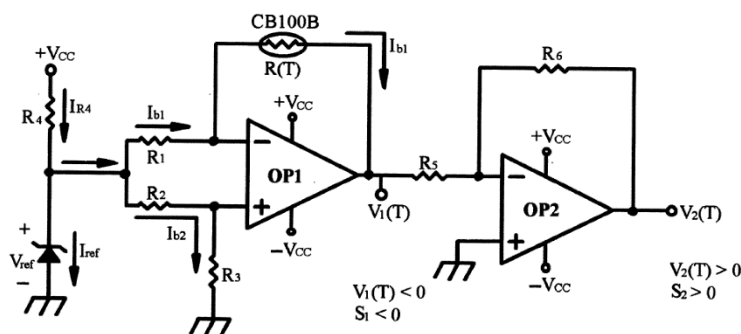


圖 2-2 (+Vref) 有源電橋及反相放大器[4]

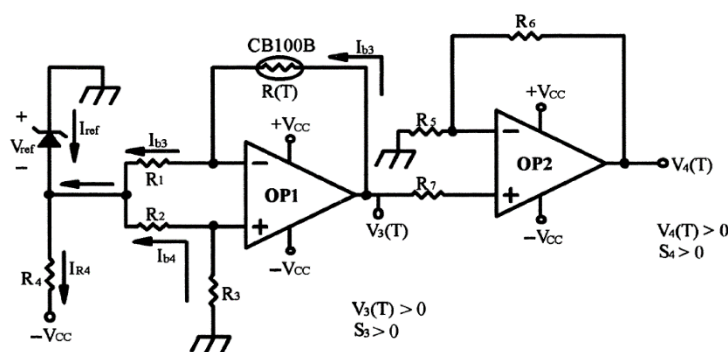


圖 2-3 (-Vref) 有源電橋及反相放大器[4]

設計目標：

在 0°C ($R(T) = 100\ \Omega$) 時，轉換電路輸出 $V_1(0) = 0\ \text{V}$ 。

當溫度變化時， $V_1(T)$ 能反映 $R(T)$ 的變化。

$$V_1(T) = -I_{\text{sensor}} * (R(T) - R_{\text{balance}})$$

其中 I_{sensor} 是流過感測器的近似恆定電流， R_{balance} 是用於平衡電橋的電阻，通常使其等於 $R(0^{\circ}\text{C})$

● 2-4 決定電源電壓和參考電壓

■ 電源電壓 (V_{CC}):

- ◆ F1 賽車通常提供 12V 直流電瓶。但運算放大器通常需要雙電源 (例如 $\pm 5\text{ V}$ 、 $\pm 9\text{ V}$ 、 $\pm 12\text{ V}$ 、 $\pm 15\text{ V}$) 才能處理正負訊號並提供較大的輸出擺幅。
- ◆ 教材圖 2-4 展示了使用 TSC7660 這類電荷泵 IC 從單電源產生負電壓的方法，從而形成雙電源。例如，若使用 +5V 單電源，TSC7660 可以產生 -5V，形成 $\pm 5\text{ V}$ 雙電源。

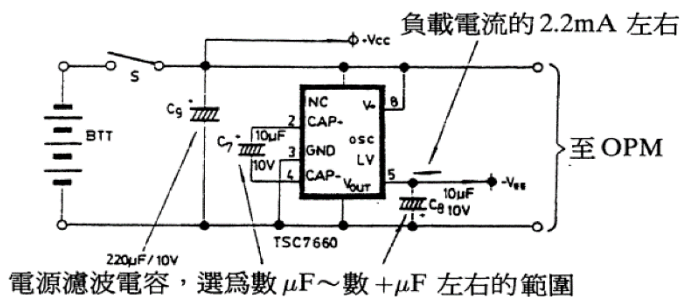


圖 2-4 DC-DC 轉換電路[4]

- ◆ 對於 F1 的 12V 系統，可以先用一個 LDO (低壓差線性穩壓器) 將 12V 降至 例如 +9 V 或 +5 V，然後再用 TSC7660 或類似 IC 產生相應的 -9 V 或 -5 V。
- ◆ 或者，可以使用小型隔離式 DC-DC 轉換器直接從 12V 產生所需的 $\pm V_{CC}$ ，例如 $\pm 9\text{ V}$ 。這有助於減少地迴路噪聲。
- ◆ 本設計選擇：假設從賽車 12 V 系統，透過 DC-DC 轉換器產生 $\pm 9\text{ V}$ 作為運算放大器的供電電壓。這能提供足夠的電壓擺幅。

■ 參考電壓 (V_{ref}):

- ◆ 參考電壓的穩定性和精度直接影響整個量測系統的精度。
- ◆ 教材表 2-1 列出了多種 2.5 V 參考電壓 IC，如 LT1004C-2.5、LM385-2.5、TL431C 等。它們通常具有良好的溫度穩定性和初始精度。

表 2-1 各種 2.5 V 的參考電壓 IC^[4]

器件名稱 電氣特性	LT1004C-2.5	LM385-2.5	LT1009C	LM336-2.5	TL431C	單位
反向電壓	$2.500 \pm 0.8\%$ ($I_s = 100\mu A$)	$2.500 \pm 3\%$ ($20\mu A \leq I_s \leq 20mA$)	$2.500 \pm 0.2\%$ ($I_s = 1mA$)	$2.490 \pm 4\%$ ($I_s = 1mA$)	$2.495 \pm 2.2\%$ ($I_s = 10mA$)	V
溫度係數	20 typ ($I_{min} \leq I_s \leq 20mA$)	20 typ ($20\mu A \leq I_s \leq 20mA$)	15 typ, 25 max	1.8mV typ ($0 \leq T_A \leq +70^\circ C$)	50 typ ($I_s = 10mA$)	ppm/ $^\circ C$
最 小 工作電流	20max	20max	400max	400max	1000max 400 typ	μA
動態阻抗	0.6max ($I_s = 100\mu A$)	1.0max ($I_s = 100\mu A$)	1.0max ($I_s = 1mA$)	1.0max ($I_s = 1mA$)	0.5max ($1mA \leq I_s \leq 100mA$)	Ω

- ◆ 本設計選擇：採用 TL431C 或 LM385-2.5 產生一個穩定的 +2.5 V 參考電壓。這些 IC 常見且性能可靠。例如，使用 TL431 配置成分壓模式可以得到精密的 2.5 V。

電源濾波：

在 F1 賽車的強電磁干擾環境下，電源濾波至關重要。

- ◆ 在 DC-DC 轉換器的輸入和輸出端應使用濾波電容（例如，10 μF 鉭電容和 0.1 μF 陶瓷電容並聯）和磁珠。
- ◆ 在每個運算放大器的電源引腳附近，應放置 0.1 μF 的陶瓷去耦電容，以濾除高頻噪聲。

● 2-5 要用哪一顆 OP Amp

選擇合適的運算放大器 (OP Amp) 對於系統性能至關重要，尤其是在 F1 的應用中。主要考量因素：

- 輸入偏置電壓：理想 OP Amp 的 V_{os} 為 0。實際 V_{os} 會產生輸出誤差。應選擇低 V_{os} 的 OP Amp。
- 輸入偏置電壓溫飄： V_{os} 隨溫度的變化。在 F1 環境溫度變化大的情況下，低溫飄很重要。
- 輸入偏置電流：理想 I_b 為 0。實際 I_b 流過輸入電阻時會產生壓降，引入誤差。當輸入阻抗較高時，需選擇低 I_b 的 OP Amp。
- 輸入失調電流：兩個輸入端 I_b 之差。
- 共模抑制比：抑制共模噪聲的能力。F1 環境噪聲大，高 CMRR 有利。
- 電源抑制比：抑制電源波動的能力。
- 增益帶寬積：確保在所需工作頻率下有足夠增益。胎溫變化相對較慢，對 GBP 要求不高。
- 轉換速率：輸出電壓的最大變化速率。胎溫變化慢，對 SR 要求不高。
- 工作溫度範圍：需選擇工業級或汽車級，確保在 F1 艙內或

設備艙的溫度下能正常工作。

- 供電電壓範圍:需與設計的 $\pm 9\text{ V}$ 兼容。
- 噪聲特性:低電壓噪聲和低電流噪聲。

選擇與理由:

- 教材範例:教材中多次以 LM308A 為例進行有源電橋的設計。
- 現代替代品:考慮到 F1 的嚴苛環境和對性能的極致追求，現代有許多性能更優越的精密運算放大器，例如:
 - ◆ OP07/OP27/OP37 系列：經典的低 V_{OS} 、低溫飄精密 OP Amp。^[3]
 - ◆ AD8628/AD8629 (Analog Devices)：零漂移、極低 V_{OS} 和溫飄、低 I_b 。^[3]
 - ◆ OPA277/OPA177 (Texas Instruments)：高精度、低 V_{OS} 。^[3]
 - ◆ 汽車級運算放大器：例如符合 AEC-Q100 標準的型號，具有更寬的工作溫度範圍和更高的可靠性。^[3]

本專題選擇:

為貼近教材，第一級轉換電路（有源電橋）可考慮使用類似 LM308A 特性的精密 OP Amp。對於第二級放大電路，也應選擇類似的精密 OP Amp。

但在實際 F1 應用中，會優先選擇如 AD8628 或汽車級的精密低噪聲、零漂移運算放大器。

我們假設所選 OP Amp (OP1 用於轉換，OP2 用於放大) 具有以下理想特性用於初步計算，並在雜訊分析時考慮其非理想特性:

- $V_{OS} \approx 0$
- $I_b \approx 0$
- CMRR、PSRR 高
- GBP、SR 足夠

● 2-6 轉換電路的設計

我們採用有源電橋電路，目標是將感測器從 0°C ($100\ \Omega$) 到 150°C ($163.6\ \Omega$) 的電阻變化轉換為一個線性的電壓訊號 $V_1(T)$ ，且在 0°C 時 $V_1(0) = 0\text{ V}$ 。

參考教材圖 2-5 (LM308A 有源電橋) 和圖 2-6 (有源電橋各點電壓確定)。

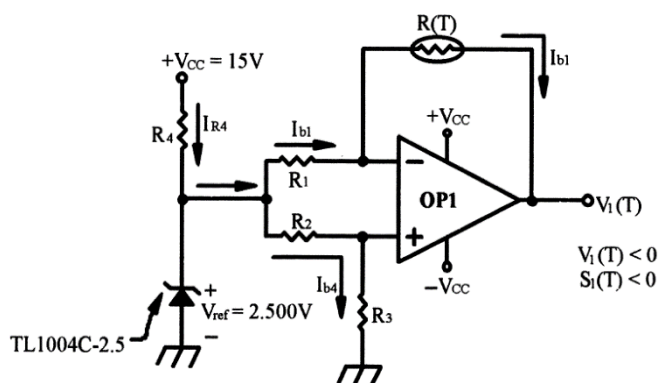


圖 2-5 LM308A 有源電橋[4]

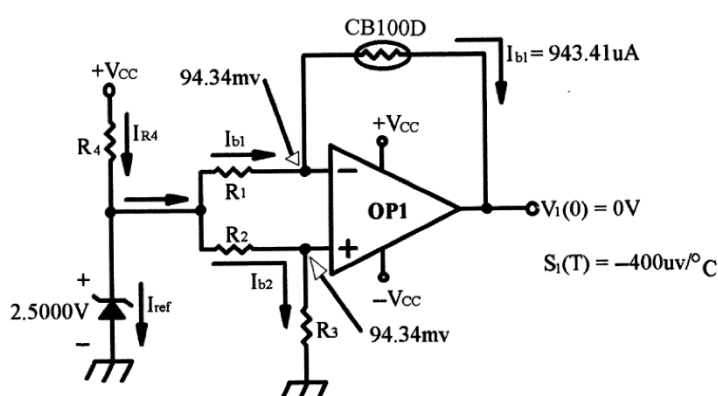


圖 2-6 有源電橋各點電壓確定[4]

電路結構 (類似圖 2-6，但調整為我們選擇的 TSR 感測器 CB100/D/F)

- OP Amp: OP1 (例如 LM308A)
- 感測器: $R(T)$ ，在 0°C 時為 $100\ \Omega$ ， 150°C 時為 $163.6\ \Omega$ 。
- 參考電壓: $V_{\text{ref}} = +2.500\ \text{V}$ (由 TL431C 或 LM385-2.5 提供)。
- 電源: $\pm 9\ \text{V}$ 。

設計思路:

讓流過感測器的電流 I_{sensor} 相對恆定。

$$V_1(T) = -I_{\text{sensor}} * (R(T) - R_{\text{balance}})。$$

為使 $V_1(0^{\circ}\text{C}) = 0\ \text{V}$ ，則 $R_{\text{balance}} = R(0^{\circ}\text{C}) = 100\ \Omega$ 。

此處的 R_{balance} 可由電路中的 R_3 (參考圖 2-1 的通用有源橋) 或 OP Amp 同相端電壓 V_+ 的設定來等效實現。

參考圖 2-6 的電路結構，我們進行元件值設計:

圖 2-6 中，感測器 $R(T)$ 串聯一個小電阻 (可忽略或視為引線電阻) 接到 OP1 的輸出端和反相輸入端之間。 V_{ref} (2.5 V) 透過 R_4 接到 OP1 的同相輸入端。OP1 的反相輸入端透過 R_1 接地，同時透過 R_2 連接到某個固定電壓 (例如地或者一個小的偏置

電壓，圖中未明確 R_2 另一端)。
這種結構與圖 2-1 略有不同。

讓我們採用教材圖 2-1 的有源電橋結構，並根據圖 2-6 進行參數調整：

- $V_{ref} = 2.5\text{ V}$ 。
- 選擇流過感測器的電流 I_{sensor} 。電流不宜過大以免引起感測器自熱效應。一般 RTD 允許電流在 1 mA 左右。
- $R_{1I} = V_{ref} / I_{sensor}$ (如果 V_- 虛地且 R_2 影響可忽略)。

參考教材圖 2-2 (+ V_{ref} 有源電橋及反相放大器) 的第一級有源電橋部分。

- 感測器 $R(T)$ 在反相回饋路徑。
- R_1 連接 V_{ref} 到 OP_1 的同相輸入端。
- R_2 從 OP_1 的同相輸入端接地。
- R_3 連接 OP_1 的反相輸入端到某個固定電壓 (通常是 $V_{ref}/2$ 或地，用於平衡)。
- R_{sensor_lead} (引線電阻) 需要考慮，或透過三線/四線制 RTD 接法補償。

簡化設計，參考 P(8-6)練習題 1 的解釋，有源電橋也是定電流法：

電流 I_{b1} (流過感測器的電流) = $(V_{ref} - V_-) / R_1$ 。(這裡的 V_{ref} 是 OP Amp 的同相輸入端電壓， V_- 是反相輸入端電壓)。

如果我們設計成：

- OP_1 的同相輸入端 $V_+ = V_{ref_chip} = 2.5\text{ V}$ 。(透過電阻分壓或直接接入)
- 則 OP_1 的反相輸入端 $V_- \approx V_+ = 2.5\text{ V}$ (虛短)。
- 讓感測器 $R(T)$ 接在 OP_1 的輸出 $V_1(T)$ 和反相輸入端 V_- 之間。
- 一個固定電阻 R_{fixed} 從反相輸入端 V_- 接到一個更低的穩定電壓，比如地。
 - ◆ $I_{R_fixed} = (V_- - 0\text{ V}) / R_{fixed} = 2.5\text{ V} / R_{fixed}$ 。
 - ◆ $I_{R(T)} = (V_1(T) - V_-) / R(T) = (V_1(T) - 2.5\text{ V}) / R(T)$ 。
 - ◆ 若 OP_1 的輸入電流為 0，則 $I_{R_fixed} + I_{R(T)} = 0$ (如果電流方向定義準確) 或 $I_{R_fixed} = I_{R(T)}$ (如果電流都是流出或流入節點)。這不是標準的恆流源做法。

採用教材圖 2-6 的設計思路進行參數設定，並進行調整：

教材圖 2-6 中， $S_1(T) = -400\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ， $V_1(0) = 0\text{ V}$ 。這意味著 $R(0)$ 時的輸出為 0。

這通常是透過差動結構實現的。

$V_1(T) = G * (V_{sensor_arm} - V_{reference_arm})$ 。

以教材練習的圖 2-7 電路為藍本進行設計：

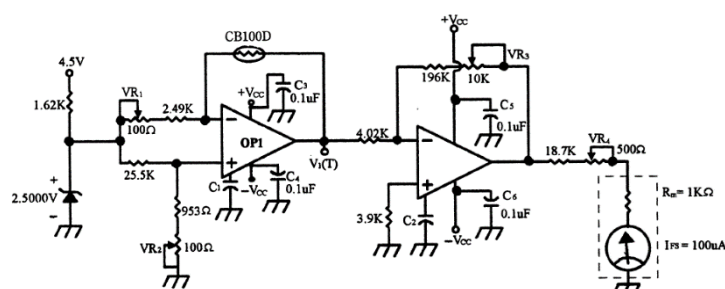


圖 2-7 完整 $0^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ 溫度感測電路[4]

- $V_{\text{ref_chip}} = 2.5\text{ V}$ (由 TL1004C-2.5 產生)。
- $R_4(1.62\text{ k}\Omega)$ 用於給 TL1004C-2.5 限流和提供偏置。
- OP1 (第一級，有源電橋)。
 - ◆ 同相輸入端 (V_+) 由 $V_{\text{ref_chip}}(2.5\text{ V})$ 和電阻分壓 ($VR_2, 953\text{ }\Omega, R_{\text{adj}}$) 得到一個電壓，用於歸零調整。
 - ◆ 反相輸入端 (V_-) 由感測器臂 ($R(T), 100\text{ }\Omega(VR_1), 2.49\text{ k}\Omega$) 和固定臂 ($2.55\text{ k}\Omega$) 構成。
 - ◆ 流過感測器 CB100D (即我們的 $R(T)$) 的電流 I_{b1} 。
 - ◆ 教材中設計的 $I_{b1} = (2.500\text{ V} - 94.34\text{ mV}) / 2.55\text{ k}\Omega \approx 943.4\text{ }\mu\text{A}$ (參考圖 2-6)。
 - ◆ R_1 (教材中 $2.55\text{ k}\Omega$) 和 R_{fixed} (教材中 $2.49\text{ k}\Omega + 100\Omega$) 形成分壓。

為 F1 輪胎感測器 ($R(0)=100\text{ }\Omega, \alpha=0.00424/^{\circ}\text{C}$) 設計轉換電路：
目標： $V_1(0^{\circ}\text{C})=0\text{ V}$ ， $V_1(150^{\circ}\text{C})=$ 較小的負電壓 (例如 -0.0636 V ，如果電流為 1 mA ，電阻變化 $63.6\text{ }\Omega$)。

我們採用一個差動放大器的配置，其中一個輸入是感測器電壓，另一個是參考電壓，或者使用惠斯登電橋配合儀表放大器。

依循教材的“有源電橋”定電流思路 (參考圖 2-1 的變形，或圖 2-6)：

讓流過 $R(T)$ 的電流 $I_{\text{sense}} = 1\text{ mA}$ 。

電阻 $R(T)$ 一端接 OP1 輸出 V_1 ，另一端接 OP1 反相輸入 V_- 。

$R_{\text{ref_fixed}}$ (例如 $100\text{ }\Omega$ ，代表 $R(0)$) 一端接 V_- ，另一端接一個參考電壓 V_{offset} 。

V_- 會等於 V_+ (同相輸入)。

$$I_{\text{sense}} = (V_1 - V_-) / R(T)$$

$$I_{\text{ref}} = (V_- - V_{\text{offset}}) / R_{\text{ref_fixed}}$$

假設 $V_+ = V_{\text{ref_chip}} = 2.5\text{ V}$ 。則 $V_- = 2.5\text{ V}$ 。

$$I_{\text{ref}} = (2.5\text{ V} - V_{\text{offset}}) / 100\text{ }\Omega$$

如果我們讓 $I_{\text{ref}} = 1\text{ mA}$ ，則 $2.5\text{ V} - V_{\text{offset}} = 0.1\text{ V}$ ，所以 $V_{\text{offset}} = 2.4\text{ V}$ 。

則 $V_1 - 2.5\text{ V} = -R(T) * 1\text{ mA}$ 。

$$V_1(T) = 2.5\text{ V} - R(T) * 1\text{ mA}$$

- $V_1(0^\circ\text{C}) = 2.5\text{ V} - 100\ \Omega * 1\text{ mA} = 2.5\text{ V} - 0.1\text{ V} = 2.4\text{ V}$ 。
- $V_1(150^\circ\text{C}) = 2.5\text{ V} - 163.6\ \Omega * 1\text{ mA} = 2.5\text{ V} - 0.1636\text{ V} = 2.3364\text{ V}$ 。

輸出是一個從 2.4 V 變化到 2.3364 V 的負向電壓變化，變化量為 -0.0636 V。

輸出直流偏置較高 (2.4 V)，變化量小。

採用教材圖 2-7 的設計方案，並調整參數：

$V_{\text{ref_supply}} = 4.5\text{ V}$ (給電橋供電)。

$V_{\text{ref_opamp_plus}} = 2.5\text{ V}$ (來自 TL1004C-2.5)。

- 第一級 OP1 (有源電橋核心，類似差動放大):
 - ◆ 假設 $R(T)$ 在 0°C 時是 $100\ \Omega$ (R_{CB100D})。
 - ◆ 反相臂： $(V_{\text{ref_supply}}) \text{ --- } [2.49\text{ k}\Omega (R_{\text{A}})] \text{ --- } (V_-) \text{ --- } [25.5\text{ k}\Omega (R_{\text{B}})] \text{ --- } (\text{GND})$
 - ◆ 感測器臂： $(V_{\text{ref_supply}}) \text{ --- } [R(T) (CB100D)] \text{ --- } (V_{\text{sensor_out}}) \text{ --- } [100\ \Omega (VR1), 2.49\text{ k}\Omega (\text{串聯})] \text{ --- } (V_{\text{out_OP1}})$
 - ◆ 這個電路圖 2-7 的第一級更像是一個由 OP1 構成的精密電壓跟隨器或緩衝器，其輸入來自一個包含 $R(T)$ 的電橋。

重新參考教材圖 2-6 的電壓值來推算：

- $R(T)$ 即 CB100D。
- I_{b1} (流過 $R(T)$ 的電流) = $943.41\ \mu\text{A}$ 。
- R_1 (與 I_{b1} 串聯的電阻，這裡指的應是提供恆流的電阻，如圖 2-6 中未標示的 OP Amp 恆流源配置中的設定電阻)。
- $V_1(0) = 0\text{ V}$ 。這是設計目標。
- $S_1(T) = -400\ \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (第一級輸出的靈敏度)。
 - ◆ 所以在 150°C 時， $V_1(150^\circ\text{C}) = -400\ \mu\text{V}/^\circ\text{C} * 150^\circ\text{C} = -60\text{ mV} = -0.06\text{ V}$ 。

設計參數 (基於 $V_1(150^\circ\text{C}) = -0.06\text{ V}$):

- $I_{\text{sensor}} = V_1(150^\circ\text{C}) / (R(0) - R(150)) = -0.06\text{ V} / (100\ \Omega - 163.6\ \Omega) = -0.06\text{ V} / -63.6\ \Omega \approx 0.9434\text{ mA}$ (與教材一致)
- 在有源橋中 (如圖 2-1)， $V_1(T) = - (V_{\text{ref}}/R_1) * R(T) + V_{\text{offset_eff}}$ 。

為了實現 $V_1(0)=0\text{ V}$ 和 $V_1(150^\circ\text{C})=-0.06\text{ V}$:

$$0 = - (V_{\text{ref}}/R_1) * 100 + V_{\text{offset_eff}} \Rightarrow V_{\text{offset_eff}} = (V_{\text{ref}}/R_1) * 100$$

$$-0.06 = - (V_{\text{ref}}/R_1) * 163.6 + (V_{\text{ref}}/R_1) * 100$$

$$-0.06 = - (V_{\text{ref}}/R_1) * 63.6$$

$$(V_{\text{ref}}/R_1) = 0.06 / 63.6 \approx 0.0009434\text{ A} = 0.9434\text{ mA}$$

這就是流過感測器的電流 I_2 。

如果 $V_{\text{ref_chip}} = 2.5\text{ V}$ ，則 $R_1 = 2.5\text{ V} / 0.9434\text{ mA} \approx 2650\ \Omega$ (2.65 k Ω)。選用標準值 2.7 k Ω 或精密電阻。

$V_{\text{offset_eff}} = 0.9434 \text{ mA} * 100 \Omega = 0.09434 \text{ V}$ 。這個有效偏移可以通過調整 OP₁ 同相端的電壓來實現，例如，不直接接地，而是接到一個小的正電壓。

採用教材圖 2-7 第一級的 VR₂ (連接到 OP₁ 同相端) 進行歸零調整。

- $R_1(\text{教材轉換電路設計 P22}) = (V_{\text{ref}} - V_-) / I_{b1} = (2.500 \text{ V} - 94.34 \text{ mV}) / 943.4 \mu\text{A} = 2.55 \text{ k}\Omega$ 。
- ◆ 這裡的 $V_- = 94.34 \text{ mV}$ 是在 0°C 時，為了使輸出 $V_1(0) = 0 \text{ V}$ (如果 $R(T)$ 在回饋路徑)。
- ◆ 我們的設計是 $R(T) = 100 \Omega (0^\circ\text{C}), 163.6 \Omega (150^\circ\text{C})$ 。
- ◆ $I_{b1} = 0.9434 \text{ mA}$ 。
- ◆ V_- (OP₁ 反相端) 電壓：讓其在 0°C 時為 $V_{\text{ref_chip}} - I_{b1} * R_{\text{adjust_for_zero}}$ 。

結論：第一級轉換電路設計目標為 $V_1(0^\circ\text{C}) = 0 \text{ V}$ ， $V_1(150^\circ\text{C}) = -0.06 \text{ V}$ 。

(這需要仔細配置有源橋的電阻和參考點，通常涉及一個平衡電阻等於 $R(0)$ 或者透過調整同相端輸入電壓來實現歸零)。

● 2-7 放大器的設計

第一級轉換電路輸出 $V_1(T)$ 範圍是 $0 \text{ V} (0^\circ\text{C})$ 到 $-0.06 \text{ V} (150^\circ\text{C})$ 。這個電壓太小，需要放大。

放大目標：

假設我們希望最終輸出 $V_2(T)$ 在 0°C 時為 0 V ，在 150°C 時為 $+3.0 \text{ V}$ (適合 ADC 或指示表)。

- 輸入範圍： $0 \text{ V} \sim -0.06 \text{ V}$
- 輸出範圍： $0 \text{ V} \sim +3.0 \text{ V}$

放大器類型：

由於輸入是負向變化 (0 V 到 -0.06 V)，而期望輸出是正向變化 (0 V 到 $+3.0 \text{ V}$)，我們需要一個反相放大器。

增益計算：

$$A_v = V_{2_out} / V_{1_in}$$

$$A_v = (+3.0 \text{ V} - 0 \text{ V}) / (-0.06 \text{ V} - 0 \text{ V}) = 3.0 / -0.06 = -50$$

放大器的電壓增益為 -50 倍。

電路設計 (反相放大器，OP Amp: OP₂):

$$A_v = -R_f / R_{in}$$

所以 $R_f / R_{in} = 50$ 。

選擇一個合適的 R_{in} ，例如 $R_{in} = 10 \text{ k}\Omega$ (不太小以免過度加載

前級，也不太大以免引入噪聲和偏置電流誤差)。

則 $R_f = 50 * R_{in} = 50 * 10 \text{ k}\Omega = 500 \text{ k}\Omega$ 。

- R_{in} 可以選擇精密電阻 $10.0 \text{ k}\Omega$ (1%)。
- R_f 可以選擇精密電阻 $499 \text{ k}\Omega$ (1%) 或 $500 \text{ k}\Omega$ ，或者用一個固定電阻 (如 $470 \text{ k}\Omega$) 串聯一個可調電阻 (如 $50 \text{ k}\Omega$ 多圈電位器) 來精確調整增益。教材圖 2-8 中 VR_3 用於此目的。

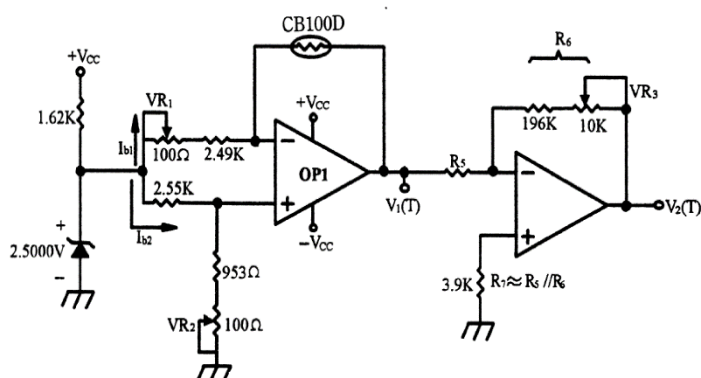


圖 2-8 有源電橋與放大器設計結果[4]

輸出檢查：

- 當 $T = 0^\circ\text{C}$, $V_1(0) = 0 \text{ V} \Rightarrow V_2(0) = -50 * 0 \text{ V} = 0 \text{ V}$ 。
 - 當 $T = 150^\circ\text{C}$, $V_1(150) = -0.06 \text{ V} \Rightarrow V_2(150) = -50 * (-0.06 \text{ V}) = +3.0 \text{ V}$ 。
- 設計符合目標。

● 2-8 指示電路的設計

放大後的輸出 $V_2(T)$ 範圍是 0 V (0°C) 至 $+3.0 \text{ V}$ (150°C)。

A. 指針式電錶指示 (依教材思路):

假設使用一個滿刻度電流 $I_{FS} = 100 \mu\text{A}$ 的指針式電錶。
 滿刻度時對應 $V_2(T) = 3.0 \text{ V}$ (即 150°C)。
 電錶所需的總電阻 $R_{total} = V_{FS} / I_{FS} = 3.0 \text{ V} / 100 \mu\text{A} = 30,000 \Omega = 30 \text{ k}\Omega$ 。

如果電錶內阻 R_m 已知 (例如 $R_m = 1 \text{ k}\Omega$)，則需要串聯的電阻 $R_s = R_{total} - R_m = 30 \text{ k}\Omega - 1 \text{ k}\Omega = 29 \text{ k}\Omega$ 。
 這個 R_s 可以使用一個固定電阻 (如 $27 \text{ k}\Omega$) 串聯一個可調電阻 (VR_4 ，如 $5 \text{ k}\Omega$ ，教材圖 2-9) 來進行滿刻度校準。

B. 數位顯示:

可以使用一個帶有 ADC 的微控制器 (MCU) 如 Arduino, ESP32, 或專用電壓表 IC (如 ICL7106/7107 驅動

LCD/LED)。

MCU 的 ADC 通常輸入範圍為 0-3.3 V 或 0-5 V。我們的 0-3.0 V 輸出可以直接送入 ADC。

MCU 讀取 ADC 值後，可以通過換算公式將電壓轉換為溫度值，並顯示在 LCD 或 OLED 屏幕上。

換算公式：

$$\text{Temperature } (^{\circ}\text{C}) = (\text{ADC_value} / \text{ADC_max_value}) * (\text{V_FS} / \text{V_ADC_ref}) * (150^{\circ}\text{C} / 3.0 \text{ V})$$

簡化：

$$\text{Temperature } (^{\circ}\text{C}) = (\text{V}_2\text{_measured} / 3.0 \text{ V}) * 150^{\circ}\text{C} = \text{V}_2\text{_measured} * 50^{\circ}\text{C/V}$$

C. F1 實際應用 - 數據採集與遙測:

在 F1 賽車中，溫度訊號 $V_2(T)$ 會被送至車載 ECU 或專用的數據採集單元 (DAU)。

ECU/DAU 會將模擬訊號轉換為數位數據，並加上時間戳。這些數據可以：

1. 實時顯示在車手的方向盤顯示器上 (通常是輪胎是否在最佳工作溫度範圍的指示)。
2. 通過遙測系統 (Telemetry) 實時傳輸到維修區的工程師團隊。
3. 記錄在車載數據記錄器中，賽後下載分析。

這通常需要一個更高解析度的 ADC (例如 12 位或 16 位) 以獲得更精確的讀數。

輸出接口可能是 CAN 總線、Ethernet 或其他賽車專用數據匯流排。

本專題選擇 (依循教材並考慮擴展):

初步設計一個指針式電錶指示電路作為基礎。同時說明如何連接到 MCU 進行數位化處理，這更接近 F1 的實際應用。

指示電路的 VR4 (教材圖 2-9) 用於校準電錶的滿刻度指針。

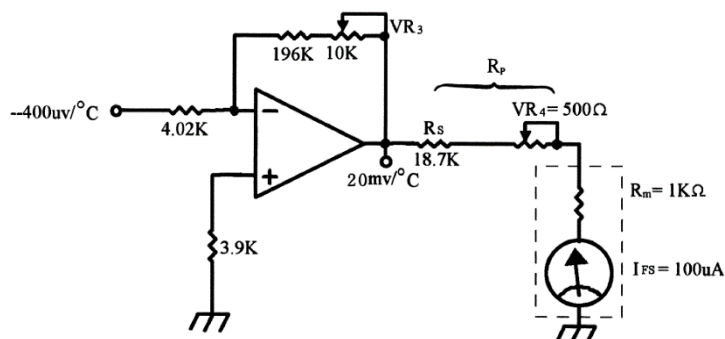


圖 2-9 指示電路設計[4]

● 2-9 雜訊消除及預防

F1 賽車是極其惡劣的電磁環境，雜訊消除與預防是系統成敗的關鍵。教材圖 2-7 展示了一個包含頻率補償的完整電路。

雜訊來源：

- 引擎點火系統 (高壓火花塞)
- 發電機與馬達 (MGU-K、MGU-H)
- 無線電通訊與遙測天線
- 電源線路波動
- 接地迴路
- 感測器引線拾取噪聲 (尤其引線較長時)

消除與預防措施：

1. 接地 (Grounding):

- ◆ 採用星型接地或單點接地，避免接地迴路。
- ◆ 模擬地和數位地分開，僅在單點連接 (如果使用 MCU)。
- ◆ 底盤接地需良好。

2. 屏蔽 (Shielding):

- ◆ 感測器引線使用屏蔽雙絞線 (Twisted Pair Shielded Cable)，屏蔽層單端接地 (通常在放大器端)。
- ◆ 整個電子線路板放置在金屬屏蔽盒內，屏蔽盒良好接地。

3. 濾波 (Filtering):

- ◆ 電源濾波：
在電源入口使用 LC 濾波器或 π 型濾波器。
每個 OP Amp 的電源引腳 (V_{cc+} 和 V_{cc-}) 對地各接一個 $0.1\ \mu\text{F}$ 陶瓷電容 (高頻去耦) 和一個 $1\text{-}10\ \mu\text{F}$ 鉭電容或電解電容 (低頻去耦)。參考教材圖 2-7 中的 C_3 、 C_4 。
- ◆ 訊號濾波：
在 OP Amp 的回饋路徑中加入小電容 (C_f)，與回饋電阻 R_f 並聯，形成低通濾波器，限制帶寬，濾除高頻噪聲。教材圖 2-7 中 OP1 回饋路徑的 C_1 ($0.1\ \mu\text{F}$)，OP2 回饋路徑的 C_5 ($0.1\ \mu\text{F}$)。這些值可能偏大，需要根據實際噪聲頻譜和所需響應速度調整。通常 pF 級別。例如，對於 OP2，若 $R_f=500\ \text{k}\Omega$ ， $C_f=100\ \text{pF}$ ，則截止頻率 $f_c = 1/(2\pi R_f C_f) \approx 1/(6.28500\ \text{k}100\text{p}) \approx 3.18\ \text{kHz}$ 。

4. 元件佈局 (Layout):
 - ◆ 訊號線路盡可能短而直。
 - ◆ 高頻元件靠近其相關電路。
 - ◆ 模擬電路和數位電路區域分開。
 - ◆ 電源線和地線盡可能寬。
5. OP Amp 選擇:
 - ◆ 選擇高 CMRR 和高 PSRR 的 OP Amp。
6. 頻率補償 (教材圖 2-10 C_1 、 C_2 的影響):
 - ◆ 某些 OP Amp 內部已做頻率補償。有些外部補償的 OP Amp (如 LM308A) 需要外接補償電容 (通常連接到特定引腳), 以防止高頻自激振盪, 並改善穩定性。 C_1 , C_2 (圖 2-10) 指的是這種補償電容, 而非濾波電容。教材圖 2-7 中的 C_1 、 C_2 更像是濾波用途。LM308A 的補償電容通常在 pin 1 和 pin 8 之間, 數十 pF。

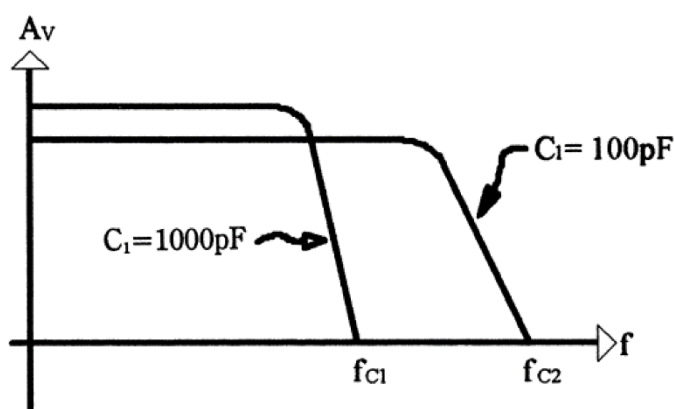


圖 2-10 C_1 、 C_2 的影響[4]

7. F1 特殊考量:
 - ◆ 使用汽車級連接器, 確保連接可靠。
 - ◆ 線束進行專業捆紮和固定, 防止振動導致的斷裂或磨損。

考慮使用光纖傳輸訊號, 完全免疫電磁干擾, 但成本和複雜性增加。

教材圖 2-7 中的 C_1 - C_6 電容作用:

- C_3 、 C_4 : OP_1 的電源去耦電容。
- C_5 (並聯在 OP_2 回饋電阻): OP_2 的積分電容/高頻濾波, 限制帶寬。
- C_1 、 C_2 、 C_6 : 可能是輸入濾波或 OP Amp 的頻率補償/穩定性電容, 具體作用需看其連接方式。如果 C_1 , C_2 並聯在 OP Amp 的輸入差模或共模路徑上, 則是濾波。

對於本設計，我們將在 OP_1 和 OP_2 的電源引腳處放置 $0.1\ \mu F \parallel 10\ \mu F$ 的去耦電容。在 OP_2 的回饋電阻 $R_f(500\ k\Omega)$ 上並聯一個小電容 C_f (例如 $33\ pF$ - $100\ pF$) 以限制帶寬。感測器引線使用屏蔽雙絞線。

● 2-10 調校步驟

精確的調校是保證量測系統準確性的必要環節。需要使用精密的參考溫度源或等效的精密電阻。

所需設備：

- 精密可調直流電源 (用於模擬 $V_1(T)$ 或給電路供電)
- 高精度數位萬用表 (DMM)
- 精密電阻箱 (用於模擬 $R(T)$ 在不同溫度下的阻值) 或 精密恆溫槽/油槽
- $0\ ^\circ C$ 參考源 (冰水混合物)
- $100\ ^\circ C$ 或 $150\ ^\circ C$ 參考源 (沸水或校準過的恆溫槽)

調校電阻：

- $R(0\ ^\circ C) = 100\ \Omega$
- $R(150\ ^\circ C) = 163.6\ \Omega$
- $R(100\ ^\circ C) = 100 * (1 + 0.00424 * 100) = 142.4\ \Omega$ (用於中間點校驗或作為滿度校準點)

調校點 (參考教材圖 2-7 中的可調電阻)：

- $VR_1(100\ \Omega, \text{與感測器串聯})$ ：可能是用於微調感測器臂的總電阻，或補償引線電阻。
- $VR_2(100\ \Omega, OP_1 \text{ 同相端})$ ：用於零點調整 (調整 $V_1(0)$ 或 $V_2(0)$ 為 $0\ V$)。
- $VR_3(10\ k\Omega, OP_2 \text{ 回饋路徑})$ ：用於增益/滿度調整 (調整 $V_2(150\ ^\circ C)$ 為 $3.0\ V$)。
- $VR_4(500\ \Omega, \text{電錶串聯})$ ：用於電錶滿刻度指示調整。

調校步驟 (假設調校點對應 $V_2(T)$ 的輸出)：

1. 預熱：電路通電，預熱 15-30 分鐘，使其達到熱穩定狀態。
2. 零點調整 ($0\ ^\circ C$):
 - ◆ 將精密電阻箱設定為 $R(0\ ^\circ C) = 100\ \Omega$ ，代替感測器 $R(T)$ 接入電路。或者將感測器置於 $0\ ^\circ C$ 的冰水混合物中。
 - ◆ 用 DMM 監測 $V_2(T)$ 的輸出。
 - ◆ 調整 VR_2 (零點調整電位器)，使得 $V_2(T)$ 的讀數為 $0.000\ V$ 。

3. 滿度調整 (150 °C):
 - ◆ 將精密電阻箱設定為 $R(150\text{ °C}) = 163.6\ \Omega$ ，代替感測器接入電路。或者將感測器置於 150 °C 的精密恆溫槽中。
 - ◆ 用 DMM 監測 $V_2(T)$ 的輸出
 - ◆ 調整 VR_3 (增益調整電位器)，使得 $V_2(T)$ 的讀數為 +3.000 V。
4. 重複驗證: 重複步驟 2 和 3 數次，因為零點和滿度的調整可能會相互影響，直到兩者都準確。
5. 中間點校驗 (可選，例如 100 °C):
 - ◆ 將精密電阻箱設定為 $R(100\text{ °C}) = 142.4$
 - ◆ 測量 $V_2(T)$ 的輸出。理論上應為 $(100/150) * 3.0 = +2.000$ 。記錄偏差，評估線性度。
6. 指示電錶調校 (如果使用指針電錶):
 - ◆ 在完成 $V_2(T)$ 的滿度調整 (即 $V_2(150\text{ °C}) = +3.0$) 後，觀察指針電錶的指示。
 - ◆ 調整 VR_4 (電錶串聯電位器)，使得指針準確指向 150°C 的滿刻度位置。

● 2-11 採購建議

選擇高品質、高可靠性的元件對 F1 應用至關重要。

- 感測器 (TSR CB100/D/F 或等效 Pt100/Pt1000):
 - ◆ 選擇知名品牌，如 Heraeus, TE Connectivity, Omega。
 - ◆ 考慮帶有堅固探頭和高溫引線的型號。
 - ◆ 對於 F1，可能需要定製或選擇專為賽車設計的感測器。
- 運算放大器 (OP_1 , OP_2):
 - ◆ 如前述，選擇精密、低噪聲、低漂移、寬工作溫度的型號。
 - ◆ 品牌：Analog Devices, Texas Instruments, Linear Technology (已被 Analog Devices 收購)。
 - ◆ 優先選擇汽車級 (AEC-Q100) 元件。
- 參考電壓 IC (TL431C, LM385-2.5):
 - ◆ 選擇高精度、低溫飄的型號。
- 電阻 (固定電阻 R_{in} , R_f , R_1 等):

- ◆ 選擇金屬膜精密電阻，公差 $\leq 1\%$ (建議 0.1% 或 0.5%)。
- ◆ 低溫度係數 (TCR)，例如 $\leq 25 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ 或 $\leq 50 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ 。
- ◆ 品牌：Vishay, Panasonic, Yageo。
- 可調電阻 (VR_1 、 VR_2 、 VR_3 、 VR_4):
 - ◆ 選擇多圈精密電位器 (例如 10 圈或 20 圈)，以便精細調整。
 - ◆ 品牌：Bourns, Vishay Spectrol。
- 電容 (去耦、濾波、補償):
 - ◆ 陶瓷電容 ($0.1 \mu\text{F}$): NPO (C0G) 材質溫度特性好，用於濾波和去耦。X7R 次之。
 - ◆ 鉭電容/電解電容 ($1 \mu\text{F}$ - $10 \mu\text{F}$): 低 ESR，用於電源濾波。注意極性。
 - ◆ 濾波/補償用小電容 (pF 級): NPO (C0G) 陶瓷電容。
 - ◆ 品牌：Murata, KEMET, AVX, Panasonic。
- 電源 IC (DC-DC 轉換器, LDO, TSC7660):
 - ◆ 選擇效率高、紋波小、帶保護功能的型號。
 - ◆ 品牌：Texas Instruments, Analog Devices, Maxim Integrated (已被 Analog Devices 收購)。
- 連接器與線纜:
 - ◆ 使用高品質、耐振動、耐高溫的汽車級連接器 (如 Deutsch, Amphenol)。
 - ◆ 屏蔽雙絞線，線纜護套材料需耐油、耐高溫。
- PCB 板:
 - ◆ FR-4 材質，專業 PCB 設計和製造，考慮散熱和機械強度。

總體原則:

- 不惜成本選擇高品質元件，尤其對於 F1 應用，可靠性是第一位的。
- 查閱元件數據手冊 (Datasheet)，確保其參數滿足設計要求。
- 考慮元件的供貨情況和生命週期。

3. F1 賽車應用的特殊考量與未來展望 (Special Considerations for F1 Racing Applications and Future Outlook)

除了上述基本設計流程，F1 賽車的極端應用環境帶來了更多挑戰和特殊考量：

1. 非接觸式測量的主流趨勢
2. 多點、多通道測量
3. 無線傳輸
4. 感測器融合與演算法
5. 材料與封裝
6. 小型化與輕量化

未來展望：

- 未來展望：將更多感測器 (溫度、壓力、應力、磨損) 直接集成到輪胎結構中，形成"智能輪胎"，提供前所未有的輪胎狀態資訊。
- 能量收集：為輪胎內部的無線感測器開發能量收集技術 (如壓電、電磁振動能量收集)，擺脫電池壽命限制。
- 更高精度的非接觸測量：提升 IR 感測技術的精度和抗干擾能力，減少對發射率等因素的依賴。

本專題的設計雖然基於經典的接觸式電阻感測原理，但其涉及的訊號調理、放大、抗干擾等技術，對於理解更複雜的 F1 測溫系統仍具有重要的基礎意義。

4. 結論 (Conclusion)

本專題依照教材《感測器應用與線路分析》第八章的指導，成功設計了一套針對 F1 輪胎胎溫檢測的初步方案。設計過程涵蓋了從企劃委託、感測器選型 (選用 TSR 類電阻感測器)、轉換電路設計 (有源電橋)、放大電路設計 (反相放大器)、指示電路、雜訊消除與預防，到調校步驟和採購建議的完整流程。

設計中，我們選用了 $R(0)=100\ \Omega$, $\alpha=0.00424/^{\circ}\text{C}$ 的 TSR 感測器，測溫範圍設定為 $0\text{-}150\ ^{\circ}\text{C}$ 。第一級有源電橋轉換電路將感測器電阻變化轉換為 $0\ \text{V}$ 至 $-0.06\ \text{V}$ 的電壓訊號。第二級反相放大器將此訊號放大 -50 倍，得到 $0\ \text{V}$ 至 $+3.0\ \text{V}$ 的輸出電壓，方便後續的指示或數據採集。設計中充分考慮了 F1 賽車的嚴苛環境，強調了電源穩定、精密元件選用、雜訊抑制和可靠性的重要性。

雖然本設計主要基於接觸式感測，與 F1 實際常用的非接觸式 IR 測溫有所不同，但其核心的類比訊號處理技術是共通的。本專題的實踐不僅加深了對感測器應用電路設計的理解，也為未來探索更先進的 F1 賽車數據採集系統奠定了理論基礎。進一步的工作可以集中在將此設計與微控制器結合，實現數位化顯示和數據記錄，或研究如何將此類接觸式感測器更可靠地應用於 F1 輪胎的特定測量點。

5. 參考文獻

- [1] Horowitz, P., & Hill, W. (2015). *The art of electronics* (3rd ed.). Cambridge University Press.
- [2] Sedra, A. S., & Smith, K. C. (2015). *Microelectronic circuits* (7th ed.). Oxford University Press.
- [3] 相關運算放大器、參考電壓 IC、感測器之數據手冊 (Datasheets from Texas Instruments, Analog Devices, etc.)
- [4] 盧明智、盧映宇 (編著)。(2023)。*感測器應用與線路分析* (第三版)。全華圖書。

