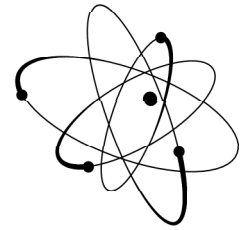




Akademia Górniczo-Hutnicza
im. Stanisława Staszica w Krakowie



Wydział Fizyki i Informatyki Stosowanej

Praca inżynierska

Maurycy Ornat

kierunek studiów: fizyka techniczna

specjalność: fizyka ciała stałego

**Analiza działania i pomiary układu
sensora temperatury oraz źródła
referencyjnego typu „bandgap”,
wykonanego w technologii submikronowej.**

Opiekun: dr inż. Marek Idzik

Ocena: Data: Podpis:

Kraków, styczeń 2005

Spis treści

1	Wprowadzenie	3
2	Teoria zagadnienia	4
2.1	Sensor temperatury - układ typu PTAT	4
2.2	Kompensacja - idea działania bandgapu	6
3	Realizacja układu	8
3.1	Sensor temperatury	9
3.2	Napięcie referencyjne	10
3.3	Działanie układu	11
4	Wykonane pomiary	12
4.1	Budowa układu pomiarowego	12
4.2	Precyzja wykonywanych pomiarów	14
4.3	Weryfikacja metody pomiarowej	16
5	Wyniki pomiarów	18
5.1	Sensor temperatury	18
5.2	Napięcie referencyjne	20
5.3	Wzmacniacz operacyjny	22
6	Dyskusja otrzymanych wyników	24
6.1	Sensor temperatury	24
6.2	Napięcie referencyjne	25
6.3	Podsumowanie	27

1 Wprowadzenie

Tematem niniejszej pracy jest badanie dedykowanego układu do pomiaru temperatury, zwanego dalej sensorem temperatury, zaprojektowanego i wykonanego w technologii CMOS $0.25\mu\text{m}$ [1]. Prototyp układu został wykonany do zgrubnego pomiaru temperatury dla systemu odczytu krzemowych detektorów dryfowych w eksperymencie Fizyki Ciężkich Jonów ALICE w CERN-ie. Elektroniczne układy do pomiaru temperatury często używają jądro układu, które służy również do tworzenia źródeł referencyjnych. Oznacza to, iż projektując sensor temperatury można bardzo niewielkim kosztem dołączyć do układu profesjonalne źródło referencyjne. Wiedząc, że stabilne źródła referencyjne potrzebne są w większości złożonych systemów elektronicznych [2], źródło takie zostało zaimplementowane również w badanym układzie i będzie także przedmiotem niniejszej pracy.

Układy elektroniczne wykazują zwykle dużą wrażliwość na czynniki zewnętrzne, z których najważniejsze dwa to temperatura oraz napięcie zasilania układu. Projektując sensor temperatury zależy nam by jego wrażliwość temperaturowa była jak największa, liniowa i niezależna od zasilania. W celu dokładnego pomiaru temperatury zwykle używa się układów typu PTAT (Proportional To Absolute Temperature), których idea opiera się na podstawowych własnościach złącz półprzewodnikowych.

W przypadku projektu źródła referencyjnego najlepiej byłoby uniknąć zależności temperaturowych, jednak w praktyce nie jest to możliwe, z tego względu zwykle chcemy zależność temperaturową skompensować. Aby zmniejszyć wpływ czynników zewnętrznych na źródła napięciowe, opracowano specjalne układy, które pozwalają w dużym stopniu uniezależnić otrzymywane wartości napięć referencyjnych od czynników zewnętrznych, a od temperatury w szczególności. Do najstabilniejszych źródeł referencyjnych należą układy typu bandgap. Zasada działania oraz praktyczna realizacja takich układów przedstawiona zostanie w dalszej części pracy.

W pierwszej części pokażemy zasadę działania układów typu PTAT i bandgap [3] oraz przedstawimy wyniki symulacji, następnie zaprezentujemy zestaw pomiarowy oraz określimy jego dokładność. Na końcu omówimy działanie urządzenia i porównamy je z przewidywaniami.

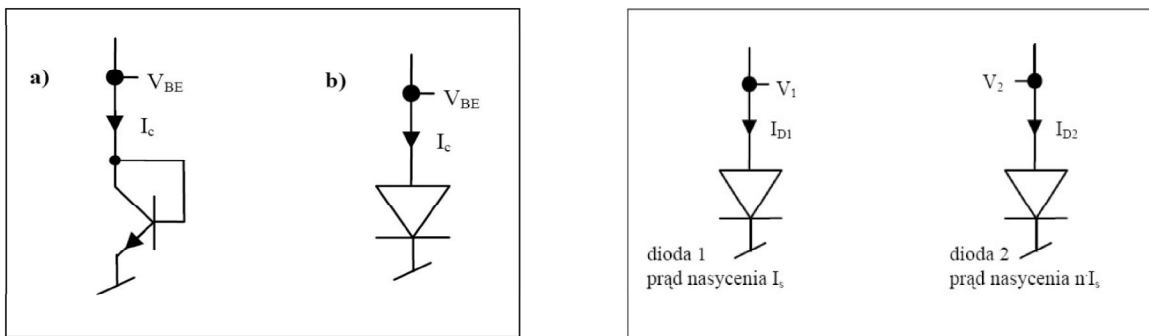
2 Teoria zagadnienia

2.1 Sensor temperatury - układ typu PTAT

Idea układu typu PTAT. Podstawowym elementem, który ze względu na szczególne własności fizyczne, wykorzystywać będziemy w układzie, jest tranzystor bipolarny w konfiguracji diodowej (rys. 1 po lewej). Prąd przez niego płynący dany jest wyrażeniem:

$$I_C = I_S \exp \left[\frac{V_{BE}}{\eta V_T} \right] \quad (1)$$

gdzie: $V_T = \frac{kT}{q}$ - napięcie termiczne (w 300K wynosi 26mV), V_{BE} - napięcie na diodzie (typowo 750mV), I_S prąd nasycenia, η wynosi 1 gdy w diodzie dominują prądy dyfuzji.



Rysunek 1: Po lewej: a) tranzystor bipolarny w konfiguracji diody b) symbol diody. Po prawej: dwie diody różniące się jedynie powierzchniami.

W celu zbudowania układu typu PTAT rozważamy dwie diody różniące się od siebie tylko prądem nasycenia, co więcej w taki sposób, że prąd nasycenia drugiej diody jest n razy większy niż pierwszej¹. Schematycznie zostało to przedstawione z prawej strony rysunku 1. Jeżeli obie diody spolaryzowane są w kierunku przewodzenia, to prądy przez nie płynące, przy oznaczeniach zgodnych z rysunkiem, wyniosą

$$I_{D1} = I_S \exp \left[\frac{V_1}{V_T} \right] \quad I_{D2} = nI_S \exp \left[\frac{V_2}{V_T} \right]$$

Po prostych przekształceniach otrzymujemy napięcia na diodach:

$$V_1 = V_T \ln \left[\frac{I_{D1}}{I_S} \right] \quad V_2 = V_T \ln \left[\frac{I_{D2}}{nI_S} \right]$$

Możemy teraz wyznaczyć różnicę napięć na diodach:

$$\Delta V = V_1 - V_2 = V_T \ln \left[\frac{I_{D1}}{I_{D2}} n \right] \quad (2)$$

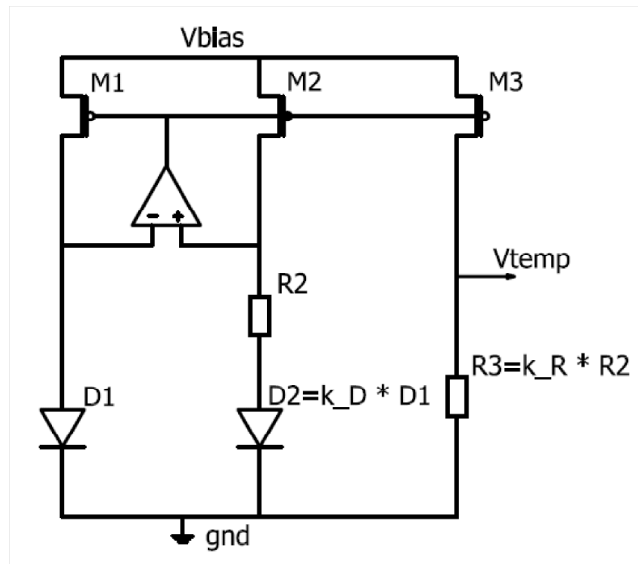
¹Możemy to osiągnąć poprzez stworzenie obu diod dokładnie identycznych technologicznie, z wyjątkiem powierzchni S , które określone są stosunkiem $S_1/S_2 = n$.

Jeżeli dobierzemy równe prądy, wówczas różnica ta będzie wprost proporcjonalna do temperatury:

$$\Delta V = V_T \ln[n] = \frac{kT}{q} \ln[n] \quad (3)$$

Otrzymane w ten sposób napięcie ΔV jest zależne tylko od stałej fundamentalnej (k/q), jednego czynnika charakteryzującego układ (n) oraz od temperatury (T). Co najważniejsze widzimy tu dokładnie liniową zależność od temperatury absolutnej, co oznaczamy PTAT (Proportional To Absolute Temperature).

Realizacja praktyczna. W gałęziach 1. i 2. układu z rysunku 2 widzimy praktyczną realizację sytuacji omawianej powyżej. Takie same tranzystory M_1 i M_2 zapewniają dokładnie równe prądy w obu gałęziach, zaś ujemne sprzężenie zwrotne wzmacniacza operacyjnego wyrównuje potencjały na jego wejściach, z dokładnością do napięcia niezrównoważenia, które oznaczamy V_{OS} . Diody D_1 oraz D_2 różnią się jedynie powierzchnią w stosunku k_D .



Rysunek 2: Układ sensora temperatury.

Różnica potencjałów odkładająca się na rezystorze R_2 wynosi, zgodnie równaniem (3) oraz uwzględniając dodatkowo napięcie niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego:

$$\Delta V = V_T \ln[k_D] - V_{OS} \quad (4)$$

Wobec tego prąd płynący w obu gałęziach dany jest wyrażeniem:

$$I_D = \frac{\Delta V}{R_2} = \frac{V_T \ln[k_D] - V_{OS}}{R_2} \quad (5)$$

Dla uzyskania większego prądu tranzystor M_1 jest szerszy od M_2 , zatem prąd w gałęzi 3. jest większy od podanego równaniem (5) k_i -krotnie ($k_i = W_3/W_2$).

$$I_{D3} = k_i I_D = k_i \frac{\Delta V}{R_2} = k_i \frac{V_T \ln[k_D] - V_{OS}}{R_2} \quad (6)$$

Napięcie widziane na wyjściu oznaczonym V_{temp} będzie pełniło funkcje sensora temperatury i wyraża się wzorem:

$$V_{temp} = k_i k_r (V_T \ln[k_D] - V_{OS}) \quad (7)$$

2.2 Kompensacja - idea działania bandgapu

Ponieważ parametry układów półprzewodnikowych w mniejszym lub większym stopniu zależą od temperatury, nie możemy wprost uzyskać napięcia od niej niezależnego. Sposobem na rozwiązanie tego problemu jest dobranie dwu elementów o zależnościach temperaturowych różnych typów tak, by na drodze kompensacji otrzymać stabilne źródło referencyjne.

Pierwszym wykorzystywanym elementem jest zwykle dioda (lub tranzystor bipolarny w konfiguracji diodowej), której napięcie charakteryzuje się znacznym, ale praktycznie stałym, ujemnym współczynnikiem temperaturowym. Dobrym kandydatem do skompensowania tej zależności jest omówiony poprzednio układ typu PTAT, charakteryzujący się stałym, bardzo dobrze określonym, dodatnim współczynnikiem temperaturowym.

Ujemny współczynnik temperaturowy. Prąd płynący przez diodę został podany wyrażeniem (1), które przy dominacji prądów dyfuzji sprowadza się do:

$$I_C = I_S \exp \left[\frac{V_{BE}}{V_T} \right] \quad (8)$$

gdzie: $V_T = \frac{kT}{q}$, $I_S = \mu k T n_i^2$, $\mu \sim T^m$ - ruchliwość nośników mniejszościowych przy $m \approx -3/2$, n_i - gęstość nośników mniejszościowych w półprzewodniku samoistnym z: $n_i^2 \sim T^3 \exp \left[-\frac{E_g}{kT} \right]$, gdzie $E_g = 1.12V$ jest przerwą energetyczną dla krzemu, zatem: $I_S \sim T^{4+m} \exp \left[-\frac{E_g}{kT} \right]$.

Równanie (8) możemy w prosty sposób przekształcić do postaci:

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_S} \quad (9)$$

Wartość współczynnika temperaturowego wyznaczamy licząc odpowiednią pochodną:

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \ln \left[\frac{I_C}{I_S} \right] \frac{\partial V_T}{\partial T} - \frac{V_T}{I_S} \frac{\partial I_S}{\partial T} + \frac{V_T}{I_C} \frac{\partial I_C}{\partial T} \quad (10)$$

Pierwszy człon powyższego wyrażenia znajdujemy natychmiast jako:

$$\ln \left[\frac{I_C}{I_S} \right] \frac{\partial V_T}{\partial T} = \ln \left[\frac{I_C}{I_S} \right] \frac{V_T}{T} = \frac{V_{BE}}{T} \quad (11)$$

Pochodna temperaturowa z drugiego wyrazu wynosi:

$$\frac{\partial I_S}{\partial T} = \frac{\partial T^{4+m} \exp \left[-\frac{E_g}{kT} \right]}{\partial T} = T^{4+m} \exp \left[-\frac{E_g}{kT} \right] \left(\frac{4+m}{T} + \frac{E_g}{kT^2} \right)$$

Rozpoznając w wyrażeniu przed nawiasem I_S , zapisujemy cały człon jako:

$$\frac{V_T}{I_S} \frac{\partial I_S}{\partial T} = (4+m) \frac{V_T}{T} + \frac{E_g}{kT^2} V_T \quad (12)$$

Ostatnią część równania (10) znajdujemy zakładając, że prąd płynący przez diodę jest proporcjonalny do temperatury (por. równ. (5)):

$$\frac{V_T}{I_C} \frac{\partial I_C}{\partial T} = \frac{V_T}{T} \quad (13)$$

Wstawiając otrzymane w równaniach (11), (12), (13) wyniki do (10) dostajemy:

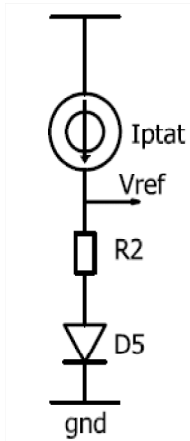
$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{V_{BE} - (3 + m)V_T - E_g/q}{T} \quad (14)$$

Przyjmując $V_{BE} = 750mV$, dla temperatury $300K$:

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \approx -1.5 \frac{mV}{K} \quad (15)$$

Napięcie na typowej diodzie maleje w temperaturze pokojowej w przybliżeniu liniowo o $1.5mV/K$. Wartość ta bardzo nieznacznie zależy od temperatury.

Kompensacja napięć. Kompensacja zależności temperaturowych odbywa się poprzez zsumowanie napięcia na diodzie (ujemny współczynnik temperaturowy) oraz napięcia PTAT (dodatni współczynnik temperaturowy), co obrazuje rysunek 3:



Rysunek 3: Źródło napięcia referencyjnego.

$$V_{ref} = V_{BE} + R_2 I_{PTAT} = V_{BE} + CV_T \ln n \quad (16)$$

Przy czym stała C jest dobierana tak, by zapewnić niezależność temperaturową napięcia referencyjnego. Wówczas zerować powinna się pochodna:

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} + C \frac{\partial V_T}{\partial T} \ln n \quad (17)$$

Wartość pierwszego członu znamy z równania (14), zaś prawy to iloczyn stałej charakteryzującej układ oraz stałych fundamentalnych, gdyż:

$$\frac{\partial V_T}{\partial T} = \frac{\partial kT/q}{\partial T} = \frac{k}{q} \approx 0.087 \frac{mV}{K} \quad (18)$$

Dla $V_{BE} = 750mV$ oraz $T = 300K$ pochodna z równania (17) zeruje się jeżeli:

$$C \ln n \approx 17.2 \quad (19)$$

Jeżeli warunek ten jest spełniony, wówczas:

$$\frac{V_T}{T} C \ln n = -\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \quad (20)$$

Z równania (14) wiemy jednak, że:

$$-\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = -\frac{V_{BE} - (3 + m)V_T - E_g/q}{T}$$

a więc:

$$-V_T C \ln n = V_{BE} - (3 + m)V_T - E_g/q \quad (21)$$

Wstawiając powyższą wartość do równania (16) dostajemy wartość napięcia referencyjnego:

$$V_{ref} = E_g/q + V_T(3 + m) \quad (22)$$

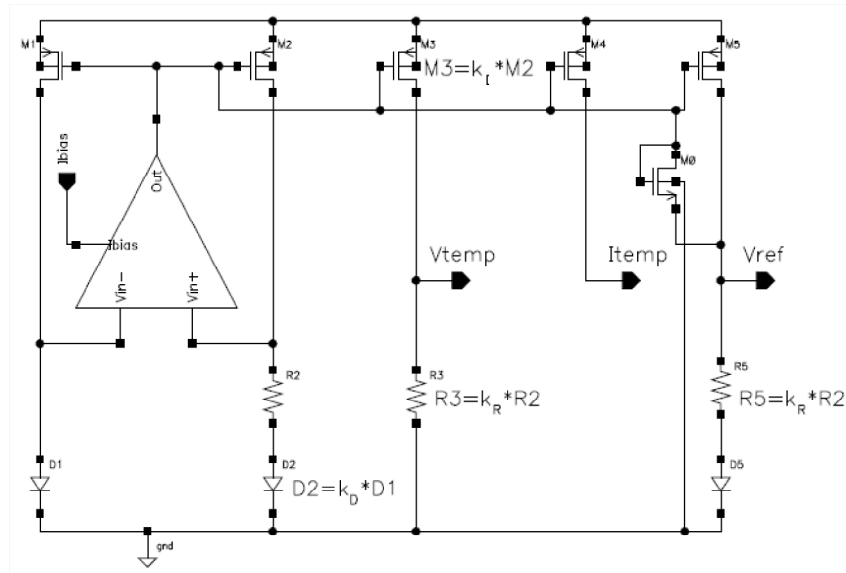
Otrzymane napięcie nie zależy od parametrów układu, lecz przede wszystkim od przerwy energetycznej w półprzewodniku (w technologii CMOS jest nim krzem). W szczególności praktycznie nie zależy ono od temperatury (prawy człon jest pomijalnie mały w szerokim paśmie temperatur), oraz napięcia zasilania, spełniając tym samym stawiane wymagania. Ponadto ekstrapolując temperaturę do zera, bezwzględna wartość napięcia referencyjnego byłaby dokładnie równa szerokości przerwy (ang. bandgap) podzielonej przez ładunek elementarny, skąd nazwa układu.

3 Realizacja układu

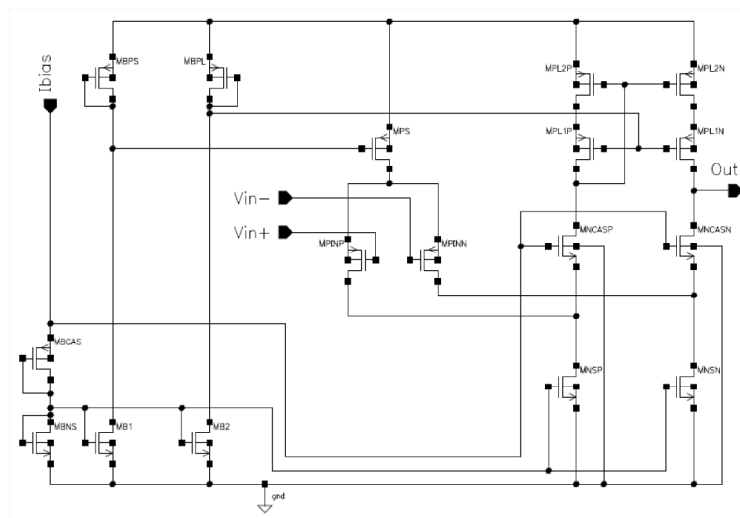
Schemat praktycznej realizacji układu został przedstawiony na rysunku 4(a). Lewa część (dwie pierwsze gałęzie) stanowi jądro generujące prąd typu PTAT. W gałęzi trzeciej generowane jest napięcie PTAT pełniące funkcję sensora temperatury. Podobną funkcję pełni prąd w gałęzi czwartej, natomiast piąta gałąź jest źródłem napięcia referencyjnego.

Tranzystor M_0 pełni funkcję startera, czyli wyprowadza układ z niewłaściwego punktu pracy, przy włączeniu układu.

Rysunek 4(b) przedstawia schemat wzmacniacza operacyjnego. Ponieważ steruje on obciążenie tylko pojemnościowe, zastosowano tu wzmacniacz jednostopniowy. Konfiguracja taka jest również korzystna ze względu na dobre tłumienie zmian napięcia zasilania. Dla osiągnięcia dużego wzmocnienia użyto zawiniętej kaskody z aktywnym obciążeniem kaskodowym.



(a) Ogólna budowa.



(b) Wzmacniacz operacyjny.

Rysunek 4: Schemat układu.

3.1 Sensor temperatury

W projektowanym układzie dobrano wartości parametrów tak by:

$$\begin{aligned} k_D &= 10 \\ k_i &= 3 \\ k_R &= 8.75 \end{aligned} \quad (23)$$

Kożystając z równania (7) znajdujemy teoretyczne wyrażenie na napięcie sensora temperatury:

$$V_{temp}^{teor} \approx 5.259 \frac{mV}{K} \cdot T - 26.25 \cdot V_{OS} \quad (24)$$

Napięcie to jest bardzo wrażliwe na zmiany temperatury (około $5mV/K$) i zależność ta jest dokładnie liniowa, odbiegając od idealnego układu typu PTAT tylko ze względu na napięcie

niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego. Napięcie V_{temp} może zatem służyć jako bardzo precyzyjny termometr.

Dokładna wartość napięcia sensora otrzymana na drodze symulacji programem HSpice, z uwzględnieniem modeli elementów półprzewodnikowych użytych w układzie, różni się nieznacznie od teoretycznej i wynosi:

$$V_{temp}^{sym} = 5.1914 \frac{mV}{K} \cdot T - 3.1008mV \quad (25)$$

Ponieważ rozważania teoretyczne w dużym stopniu dotyczą sytuacji wyidealizowanych większe znaczenie praktycznie ma wartość symulowana.

Pomiarów temperatury można dokonywać także poprzez bezpośredni pomiar prądu w gałęzi 4. schematu rys. 4(a). Wstawiając do równania (5) wartości liczbowe dostajemy:

$$I_D = \frac{2.003 \cdot T - V_{OS}}{R_2} \approx 79 \frac{\mu A}{K} T - \frac{V_{OS}}{25.2k\Omega} \quad (26)$$

Ze względu na bezpośrednią zależność prądu I_D od rezystancji R_2 , która z powodów technologicznych może posiadać duże odchylenie od oczekiwanej wartości, prąd ten obciążony jest dużą niepewnością. Z tego powodu nie będzie on przedmiotem dalszych rozważań.

3.2 Napięcie referencyjne

Piąta gałąź układu z rysunku 4(a) stanowi źródło napięcia referencyjnego, analogiczne do przedstawionego na rysunku 3. Prąd płynący w tej gałęzi, przy identycznych wymiarach tranzystorów M_5 i M_2 , dany jest równaniem (5):

$$I_D = \frac{\Delta V}{R_2} = \frac{V_T \ln[k_D] - V_{OS}}{R_2}$$

Na rezystorze odkłada się zatem napięcie PTAT:

$$R_5 I_D = k_R (V_T \ln[k_D] - V_{OS})$$

Wartość napięcia referencyjnego wynosi więc:

$$V_{ref} = V_{BE5} + k_R (V_T \ln[k_D] - V_{OS}) \quad (27)$$

Związek z temperaturą pokazuje pochodna:

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = \frac{\partial V_{BE5}}{\partial T} + \frac{V_T}{T} k_R \ln[k_D] - k_R \frac{\partial V_{OS}}{\partial T} \quad (28)$$

Podana w równaniu (15) wartość pochodnej V_{BE} po temperaturze była liczona dla typowego napięcia na diodzie równego $750mV$ podczas gdy symulowana wartość wynosi około $645mV$. W temperaturze $300K$, oraz przy współczynnikach (23) daje to związek z temperaturą:

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = 0.039 \frac{mV}{K} - 8.75 \frac{\partial V_{OS}}{\partial T} \quad (29)$$

Należy zwrócić uwagę iż otrzymany powyżej wynik wykazuje stosunkowo dużą wrażliwość na zmianę wartości parametrów, a rezultaty symulacji nie zawsze odpowiadają charakterystykom wyprodukowanych układów.

Przy tych samych parametrach układu, na podstawie równania (27) szacujemy absolutną wartość napięcia referencyjnego na około:

$$V_{ref}^{teor} \approx 1169mV \quad (30)$$

Pozostaje to w stosunkowo dobrej zgodności z wynikami symulacji:

$$V_{ref}^{sym} = 1160mV \quad (31)$$

Niewielka rozbierzość ($9mV$) wynika głównie z mniejszej niż oczekiwana wartości napięcia V_{temp} o $23mV$. Przekłada się na około $7mV$ (prąd w gałęzi 5. jest trzy razy mniejszy niż w 3.) spadku napięcia referencyjnego, czyli blisko tyle ile zaobserwowana różnica pomiędzy wartościami (29) i (30).

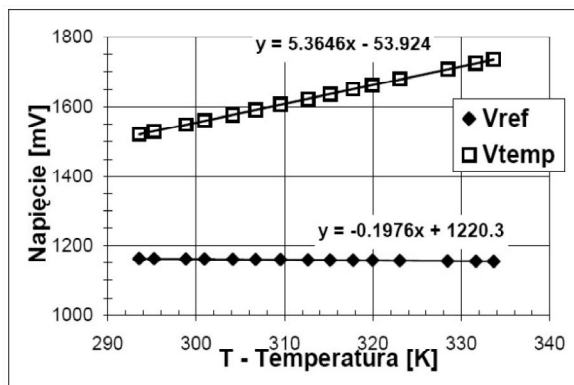
3.3 Działanie układu

Wstępne pomiary pokazały jakościową zgodność działania układu z teoretycznymi przewidywaniami, co ilustruje rys. 5(a). Przedstawione na nim zostały napięcia V_{ref} oraz V_{temp} w funkcji temperatury. Zgodnie z oczekiwaniami sensor silnie zależy od temperatury zmieniając się o około $5mV/K$, zaś napięcie referencyjne jest w przybliżeniu stałe.

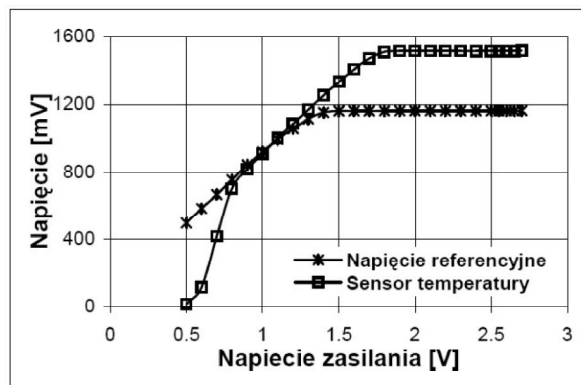
Wykres 5(b) przedstawia zależność V_{ref} oraz V_{temp} od napięcia zasilającego. Ogólne spojrzenie na charakterystykę pokazuje, że powyżej wartości progowych napięcia te są niezależne od zasilania. Istnienie wartości progowych: $\sim 1.8V$ dla V_{temp} oraz $\sim 1.5V$ dla V_{ref} , jest z zrozumiałe punktu widzenia architektury układu. W schemacie z rysunku 4(a) widzimy pięć gałęzi rozpiętych pomiędzy masą a zasilaniem. Aby tranzystory luster prądowych znajdowały się we właściwym punkcie pracy, musi być zapewnione minimalne napięcie pomiędzy ich drenami a źródłami, co w praktyce, dla rozważanego układu daje: $V_{DS} > \sim 0.3V$. Spadek napięcia w gałęzi sensora temperatury (gałąź 3.) jest sumą V_{temp} i napięcia na tranzystorze M_0 zatem wymagane jest $V_{BIAS} > V_{DS} + V_{temp}$. Warunek poprawnej pracy jest spełniony kiedy $V_{BIAS} > 1.8V$ gdyż tyle właśnie ta suma wynosi dla minimalnego V_{DS} w temperaturze pokojowej. Poniżej tego punktu, w temperaturze pokojowej układ przestaje działać właściwie, czego następstwem jest zmniejszenie się prądu w drenie, a zatem i spadek napięcia na wyjściu.

Z analogiczną sytuacją mamy do czynienia dla V_{ref} (gałąź 5.), z tym że tu warunkiem poprawnego działania jest w przybliżeniu $V_{BIAS} > 1.5V$ jako suma napięcia referencyjnego i V_{DS5} .

Dokładniejsze przyjrzenie się wykresom z rys. 5(b) pokazuje niewielki wzrost V_{ref} i V_{temp} powyżej $2.6V$ napięcia zasilania. Przyczyną tego jest oznaczony na rysunku 4(a) jako M_0 tranzystor pełniący funkcję startera. Tranzystor ten pojawia się w układzie w konfiguracji



(a) Wpływ temperatury.



(b) Czułość na napięcie zasilania.

Rysunek 5: Wykresy poglądowe.

diody i powinien włączać się tylko w sytuacji, kiedy układ przyjmuje niewłaściwy punkt pracy. Kiedy jednak napięcie zasilania jest większe od $2.6V$ tranzystor zaczyna się włączać, w konsekwencji czego obniża się potencjał na bramkach tranzystorów luster prądowych i wzrastają prądy tranzystorów. Widocznym skutkiem jest wzrost napięć wyjściowych.

4 Wykonane pomiary

W części doświadczalnej zajmiemy się zweryfikowaniem na ile wyznaczone wielkości (równania (25), (31)) pozostają w zgodzie z zachowaniem rzeczywistych układów.

Dla sprawdzenia zależności temperaturowych będziemy mierzyć napięcie referencyjne i napięcie wyjściowe sensora temperatury w przedziale od $+20^{\circ}C$ do $+70^{\circ}C$. Zbadamy charakter zależności obu napięć wykonując dla nich po 15 pomiarów dla jednego układu przy wzrastającej temperaturze, oraz dodatkowe 15 przy temperaturze opadającej, dla zweryfikowania metody pomiarowej. Ze względu na czasochłonność pomiarów, dla pozostałych układów wykonamy tylko po 6 pomiarów na układ.

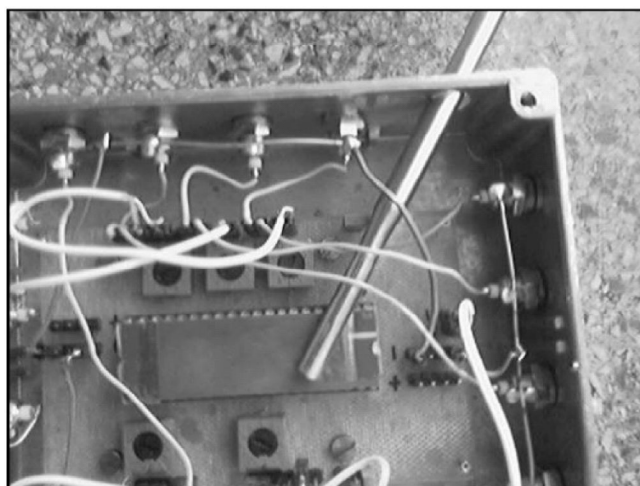
Następnie zbadamy czy napięcie zasilania wpływa na V_{temp} i V_{ref} wykonując pomiary dla napięcia zasilania z przedziału od 0 do $2.7V$. Kolejne pomiary dotyczyć będą wzmacniacza operacyjnego. Będziemy badać wartość napięcia niezrównoważenia wzmacniacza w zależności od napięcia wejściowego oraz od temperatury, a następnie zbadamy czy zmiany prądu zasilania wzmacniacza wpływają na działanie układu.

4.1 Budowa układu pomiarowego

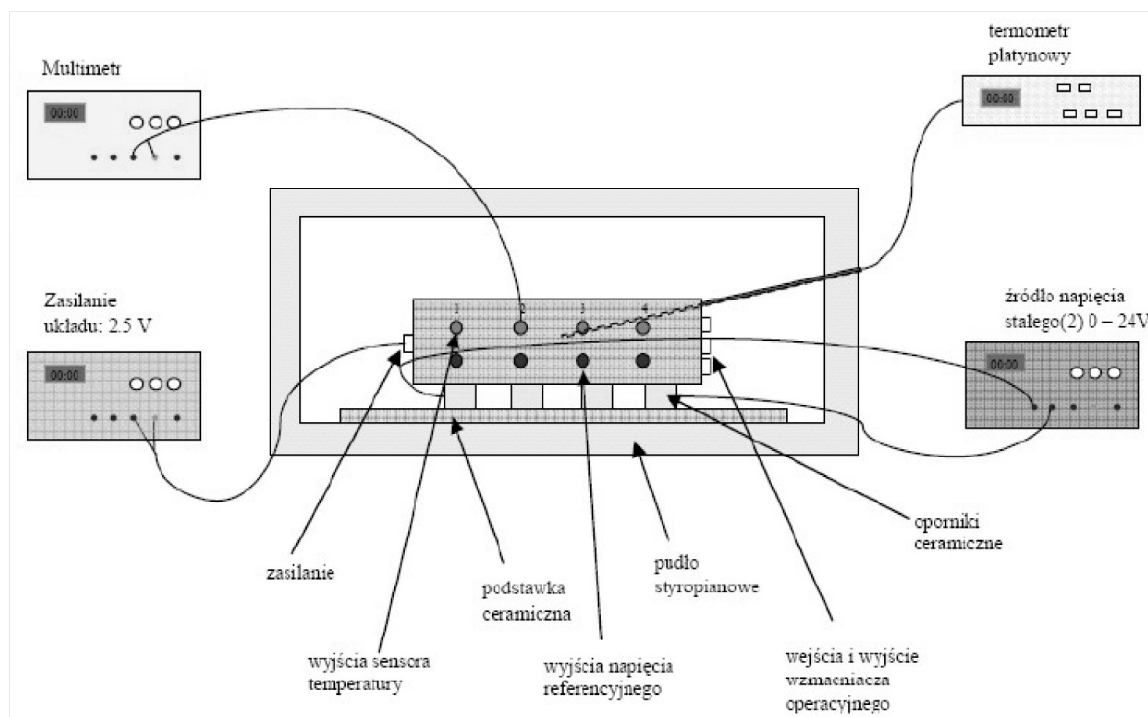
Przedmiotem badań będzie układ scalony, w którym znajdują się cztery źródła referencyjne i cztery sensory temperatury (których schemat przedstawiony został na rysunku 4(a)), a także jeden wzmacniacz operacyjny (z rys. 4(b)). Ponieważ dysponujemy sześcioma egzemplarzami

układów scalonych, zatem wykonywać będziemy pomiary dla 22² sensorów temperatury, 22 źródeł referencyjnych, oraz 6 wzmacniaczach operacyjnych. Pozwoli to na stosunkowo dobre określenie statystyki napięć: referencyjnego i sensora temperatury, oraz na zgrubne oszacowanie napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego.

Każdy z układów scalonych został przyklejony i połączony z podstawką, oraz przykryty płytką miedzianą, której zadaniem jest zapewnianie równej temperatury na całej powierzchni układu. Tak przygotowany element umieszczamy w aluminiowej obudowie, pozwalającej na dołączanie okablowania do układu (rys. 6).



Rysunek 6: Badany układ.



Rysunek 7: Schemat układu pomiarowego.

²Z 24 układów dwa uległy uszkodzeniu.

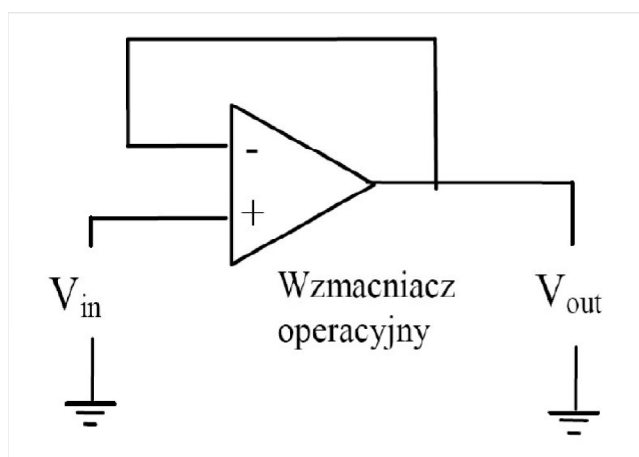
Układ ogrzewany jest przy pomocy oporników ceramicznych zasilanych z regulowanego źródła napięcia. Pomiary temperatury układu scalonego wykonujemy termometrem platynowym, przyłożonym bezpośrednio do miedzianej płytki (rys. 6). Aby termometr mierzył rzeczywistą temperaturę układu przygotowany zestaw, wraz z grzejnikiem, zamykamy w pudle styropianowym, wyprowadzając jedynie okablowanie łączące układ z urządzeniami zewnętrznymi.

Na rysunku 7 przedstawiony został schemat układu pomiarowego. Składa się on z elementów omówionych powyżej, oraz dodatkowo przedstawione zostały zewnętrzne urządzenia pomiarowe. Badany układ zasilany jest ze źródła o napięciu $2.5V$, natomiast przy badaniu wpływu napięcia zasilania na układ wartość ta zmieniana jest od 0 do $2.7V$. Dokładność urządzenia wynosi $0.1mV$, a w skali bezwzględnej $3mV$. Temperatura układu zmieniana jest za pomocą źródła napięcia stałego, które reguluje prąd przepływający przez oporniki ceramiczne, a tym samym stanowi kontroler podawanej do układu mocy.

4.2 Precyzja wykonywanych pomiarów

Pomiary temperatury wykonujemy za pomocą termometru platynowego o dokładności wynoszącej $0.1K$. Do pomiarów napięcia wykorzystujemy multimetr cyfrowy o impedancji wejściowej nie mniejszej niż $10G\Omega^3$ i względnej dokładności pomiaru $0.1mV$.

Wpływ temperatury na mierzone napięcia. Badanie zależności napięciowych winno być wykonywane przy stałej temperaturze, jednak wykluczenie wpływu temperatury jest bardzo trudne. Z tego powodu wszystkie napięcia znajdowane są przy niepewności temperaturowej równej $0.1K$. Spodziewając się zależności sensora około $5mV/K$ znajdujemy, że uzyskana stąd nieoznaczoność napięcia sensora będzie rzędu $0.5mV$. W przypadku źródła referen-



Rysunek 8: Wzmacniacz operacyjny w konfiguracji wtórnika napięcia.

³Dobór wysokiej impedancji wejściowej zapewnia zniwelowanie wpływu urządzenia pomiarowego na układ. Gdy wartość ta jest za mała w stosunku do impedancji wyjściowej układu, prąd wpływa do multimetru, co powoduje zmniejszenie wartości napięcia wyjściowego badanego źródła.

cyjnego spodziewamy się zanedbywalnie małego wpływu temperatury, zatem dominować będą niedokładności pomiaru napięcia wynoszące $0.1mV$.

Niepewność pomiarów napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego.

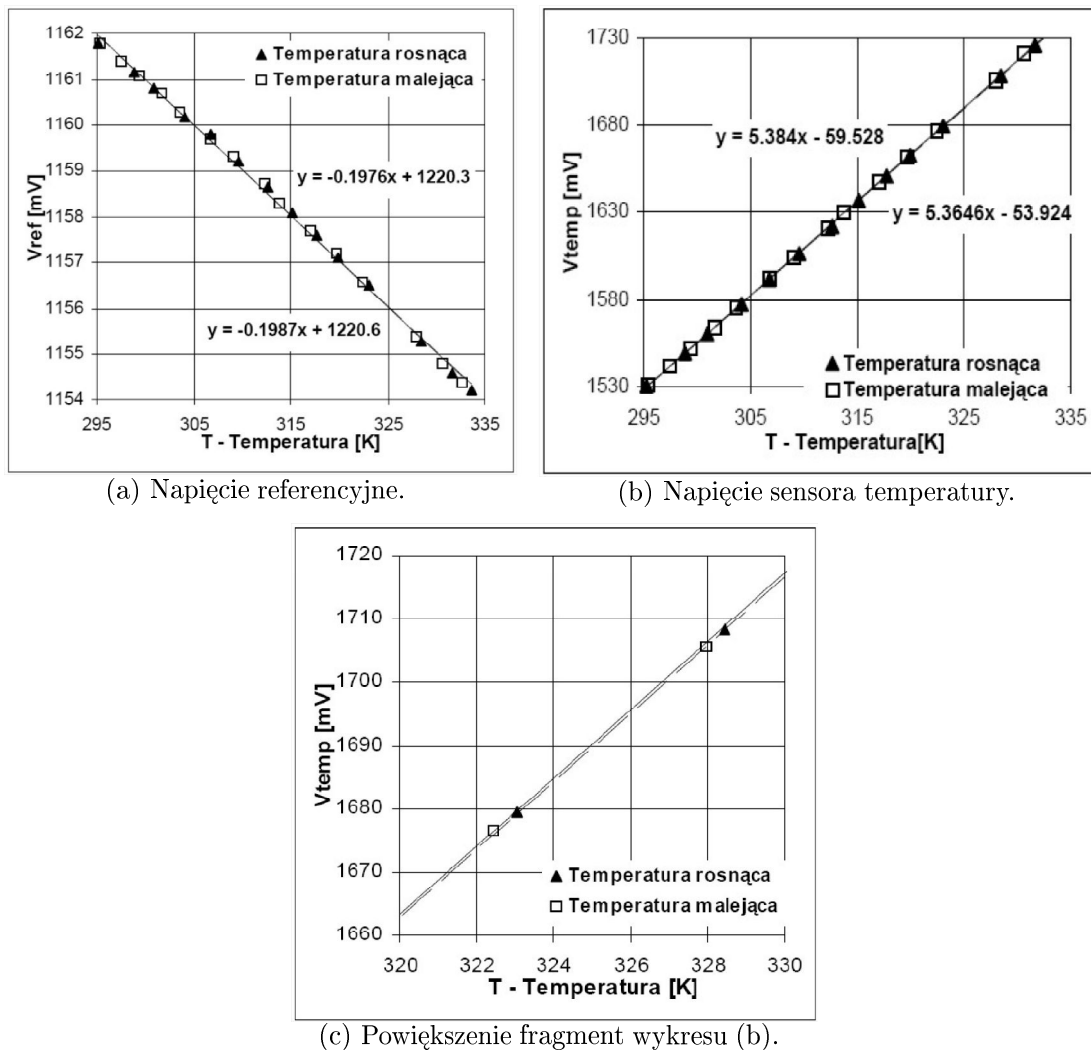
Celem wyznaczenia napięcia niezrównoważenia badamy wzmacniacz w konfiguracji wtórnika napięcia (rys. 8), mierząc napięcie podawane ze źródła V_{in} oraz generowane przez wzmacniacz napięcie wyjściowe V_{out} . W przypadku idealnym napięcia te powinny być sobie równe, lecz w praktyce należy spodziewać się pewnego przesunięcia:

$$V_{OS} = V_{out} - V_{in}$$

Do określenia niepewności tego wyznaczenia posługujemy się metodą przenoszenia błędów, a więc:

$$u(V_{OS}) = \sqrt{u^2(V_{in}) + u^2(V_{out})}$$

Podstawiając wartości liczbowe otrzymujemy niepewność wyznaczenia napięcia niezrównoważe-



Rysunek 9: Weryfikacja metody pomiarowej .

nia jako:

$$u(V_{OS}) = 0.14mV$$

Pomiarów dokonujemy na zaledwie sześciu dostępnych wzmacniaczach, na co należy mieć wzgląd przy analizach statystycznych.

4.3 Weryfikacja metody pomiarowej

Badania zależności temperaturowych napięć układu scalonego odbywały się podczas stopniowego ogrzewania całego układu. Ze względu na stosunkowo dużą pojemność cieplną układu oraz osiąganie równowagi poprzez stałe dostarczanie ciepła spodziewamy się, że układ charakteryzował się będzie pewną bezwładnością temperaturową, która to dodatkowo może nie być wartością stałą. Na przykład ze względu na niewielkie zmiany szczelności układu czy też zmienną temperaturę zewnętrzną lub wilgotność powietrza.

Tabela 1: Porównanie współczynników regresji dla dwu metod pomiaru napięcia sensora temperatury

	Rosnąca temp.		Malejąca temp.		Różnica	
	a[mV/K]	b[mv]	a[mV/K]	b[mv]	a[mV/K]	b[mv]
1	5.37	-53.9	5.38	-59.5	-0.01	5.6
2	5.37	-50.4	5.39	-56.5	-0.02	6.1
3	5.37	-53.7	5.39	-61.7	-0.02	8
4	5.37	-58.4	5.40	-67.0	-0.03	8.6

Tabela 2: Porównanie współczynników regresji dla dwu metod pomiaru napięcia referencyjnego

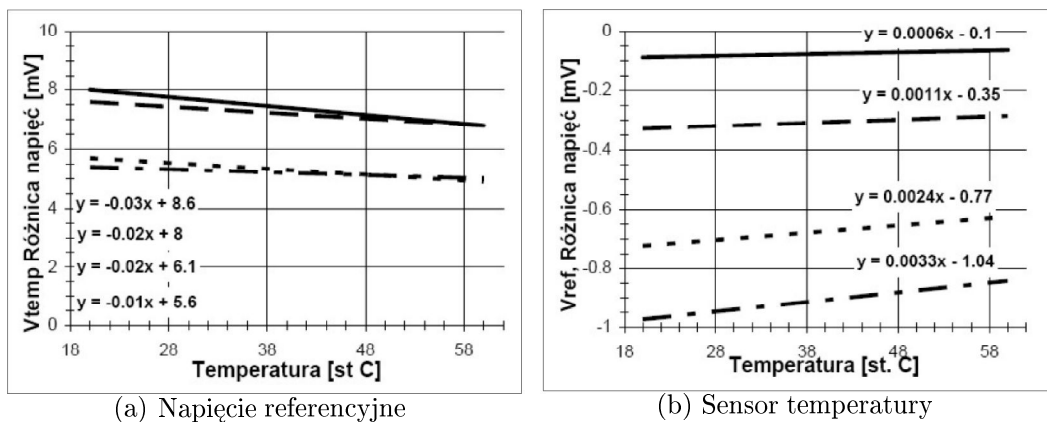
	Rosnąca temp.		Malejąca temp.		Różnica	
	a[mV/K]	b[mv]	a[mV/K]	b[mv]	a[mV/K]	b[mv]
1	-0.1976	1220.28	-0.1987	1220.63	0.0011	-0.35
2	-0.1922	1219.70	-0.1946	1220.47	0.0124	-0.77
3	-0.1908	1218.96	-0.1941	1220.00	0.0033	-1.04
4	-0.1921	1216.90	-0.1927	1217.00	0.0066	-0.1

W celu zbadania tej wady układu pomiarowego dokonaliśmy dla jednego z układów scalonych pomiarów podczas ogrzewania oraz schładzania, każdorazowo w piętnastu różnych temperaturach. Porównanie punktów pomiarowych dla obu metod prezentujemy na wykresach: 9(a) dla napięcia referencyjnego, 9(b) dla sensora temperatury, oraz na rysunku 9(c) przedstawiającym powiększony fragment wykresu 9(b).

Przyjrzenie się wykresom pozwala na spostrzeżenie, że punkty otrzymane na drodze dwóch różnych metod różnią się bardzo nieznacznie. Dla dokładniejszego porównania badamy różnice pomiędzy uzyskiwanymi prostymi regresji. Wyniki regresji pokazano w tabelach 1 (V_{temp}) oraz 2 (V_{ref}), przy czym przyjmujemy ogólną postać prostej regresji: $aT + B$. Jak widać, na obserwowaną rozbieżność składa się czynnik stały, łatwy do wyeliminowania z uzyskanych wyników (poprzez dodanie połowy różnicy), oraz czynnik zależny od temperatury. Oba charakteryzują się stosunkowo dużym odchyleniem standartowym od wartości średniej, co wprowadza dodatkowy błąd (por. tabele 1 i 2).

Analizując dane przedstawione w tabeli 1 znajdujemy, że pomiary V_{temp} będą rozsunięte średnio o $6.3mV$ z rozrzutem $1.1mV$ (dla ustalonej temperatury). Oznacza to, że należy otrzymaną dla sensora temperatury wartość współczynnika oznaczanego do tej pory jako b zmniejszyć średnio o $3.1mV \pm 0.5mV$, tak, aby wypośrodkować wynik pomiędzy otrzymanymi przy temperaturze rosnącej oraz malejącej. Jednocześnie zwiększeniu ulegnie niepewność pomiaru. Skalę rozbieżności z jakimi mamy tu do czynienia prezentują wykresy 10(a) oraz 10(b). Przedstawione na nich zostały różnice pomiędzy prostymi regresji uzyskanymi dla pomiarów podczas temperatury rosnącej i malejącej. W przypadku rozważań dotyczących wyłącznie współczynnika kierunkowego różnice w pomiarze rosnącym i malejącym tej wartości przedstawione w tabeli 1 są rzędu $0.02mV/K$, co oznacza dodatkowy błąd względny określenia napięcia sensora o wartości około 0.38% , który w najgorszym wypadku w przedziale $50K$ może wprowadzić dodatkowe przesunięcie o $0.1K$.

W przypadku napięcia referencyjnego (rys. 10(b) oraz tab.2) różnice między pomiarami wynoszą $-0.49mV$ z odchyleniem $0.32mV$. W tym przypadku koniecznym będzie zatem zwiększenie wyrażenia na V_{ref} o $0.25mV$ oraz uwzględnienie dodatkowej niepewności $0.16mV$. Dla pomiarów dotyczących wyłącznie czynnika a błąd będzie nie większy niż $0.2mV$ na $50K$, czyli $4\mu V/K$. W obu przypadkach dodatkowa niepewność jest bardzo niewielka, i w praktyce nie wpłynie ona na uzyskane wyniki.



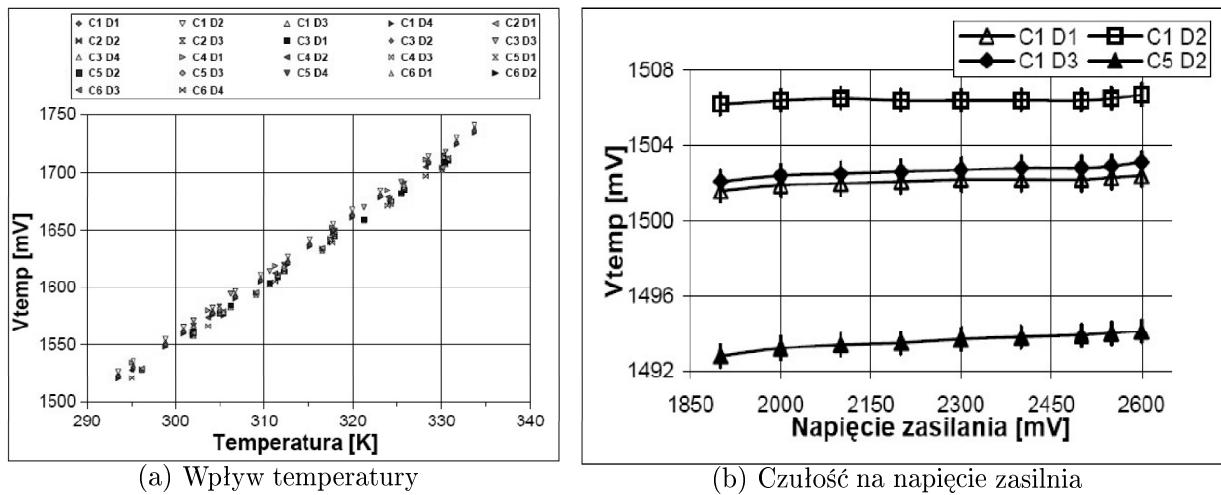
Rysunek 10: Różnice w otrzymanych prostych regresji.

5 Wyniki pomiarów

5.1 Sensor temperatury

Wykożystując otrzymane dane pomiarowe (rys. 11(a)) przeprowadzamy trzy rodzaje analiz mające na celu sprawdzenie precyzji sensora temperatury w zależności od stopnia kalibracji.

W pierwszym kroku zajmiemy się sytuacją, w której do czynienia mamy z przypadkowo wziętym sensorem, bez żadnej dodatkowej wiedzy na jego temat. Nie wykonujemy na nim żadnych pomiarów, zatem nasze przewidywania, oparte są wyłącznie na znanej uśrednionej zależności napięcia sensora i będą obarczone największą niepewnością.



Rysunek 11: Działanie sensora temperatury.

W drugim wypadku zakładamy, że wykonano jeden pomiar kalibrujący, którego wykonanie ze względów praktycznych nastąpiło w temperaturze pokojowej. Na jego podstawie wyznaczamy stałe przesunięcie znając średni współczynnik kierunkowy zależności napięcia od temperatury.

Trzeci przypadek dotyczyć będzie układu dokładnie skalibrowanego. Opierać się w nim będziemy na prostej wyznaczonej w serii sześciu pomiarów wartości napięcia sensora.

Na końcu zajmiemy się sprawdzeniem wpływu napięcia zasilania na układ sensora.

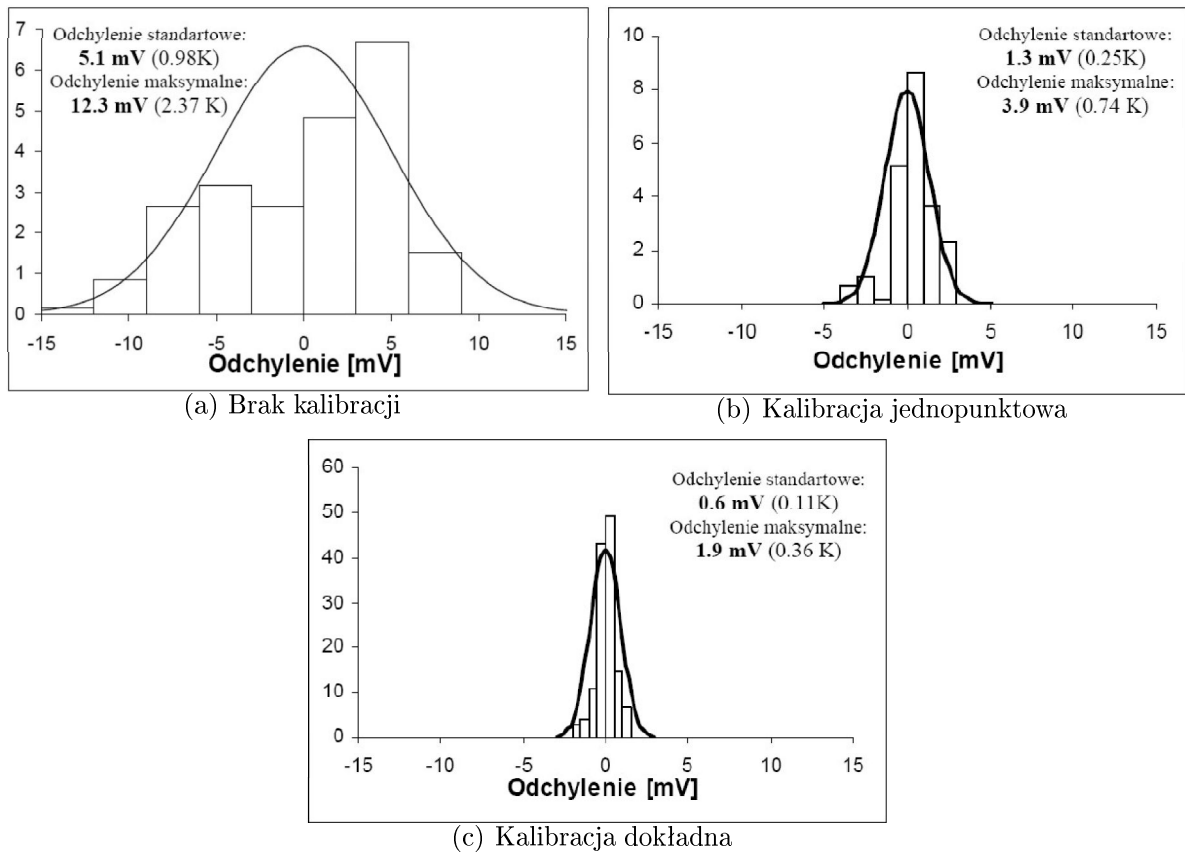
Zastosowanie sensora temperatury bez kalibracji. Prosta regresji dopasowana do punktów pomiarowych zamieszczonych na rys. 11(a) w postaci używanej wcześniej: $aT + b$ określona jest przez:

$$a = 5.260(0.041)mV/K$$

$$b = -29.04(0.73)mV$$

Przy czym wartość czynnika b została pomniejszona o $3.1mV$ ze względu na bezwładność układu.

Otrzymany w ten sposób uśredniony współczynnik nachylenia prostej regresji pozostaje w bardzo dobrej zgodzie z przewidywaniami teoretycznymi (równ. (24)), i różni się nieznacznie



Rysunek 12: Kalibracja sensora temperatury.

różny od przewidywanego na drodze symulacji (równ. (25)). Przyczyną tego jest nieidealna zależność prądowo napięciowa diod jądra układu PTAT, o czym będziemy mówić dokładniej w rozdziale 6.

Odchylenie standardowe punktów pomiarowych od wyznaczonej prostej regresji (rys. 12(a)) wynosi 5.1mV co odpowiada 0.98K , natomiast maksymalne 12.3mV odpowiadające 2.37K .

Należy zwrócić uwagę na znikomo małą w porównaniu z otrzymanym odchyleniem wartość dodatkowej niepewności wynikającej z bezwładności układu: 0.5mV . Uwzględnienie jej metodą przenoszenia błędów daje w przybliżeniu wciąż 5.1mV co oznacza, że rzeczywista dokładność nadal wynosi 0.98K . Uzyskana dokładność pozwala jednak jedynie na zgrubny pomiar, dlatego do wielu zastosowań koniecznym jest wykonanie kalibracji.

Pojedyncza kalibracja. Kalibracja ta jest najprostszą z możliwych. Zakładamy w niej średnią zależność temperaturową napięcia sensora: $a = 5.260\text{mV/K}$ zaś współczynnik b wyznaczamy na podstawie pomiaru.

Odchylenie standardowe (rys. 12(b)) wynosi w takim wypadku $1.3\text{mV}(0.25\text{K})$ a maksymalne $3.9\text{mV}(0.74\text{K})$. Wpływ bezwładności układu jest podobnie jak poprzednio zaniedbywalny, wprowadzając błąd nie większy niż 0.1K na 50K .

W metodzie tej poprzez pojedynczy, łatwy do wykonania pomiar kalibracyjny, uzyskujemy stosunkowo dokładne wyniki, które powinny być satysfakcjonującymi w większości zastosowań.

Dokładna kalibracja. Przypadek ten dotyczy sytuacji kiedy na układzie wykonano większą ilość pomiarów⁴ w różnych temperaturach, celem dokładnego określenia współczynników liniowej zależności temperaturowej napięcia sensora.

W tym wypadku pomiary pokazały spadek odchylenia standardowego (rys. 12(c)) do wartości $0.6mV$ co odpowiada $0.11K$, a więc jest tego samego rzędu co niepewność pomiaru temperatury używanego w doświadczeniu termometru platynowego. Nie możemy w związku z tym wykluczyć lepszej rzeczywistej precyzji skalibrowanego sensora temperatury.

Metoda ta pozwala na bardzo dokładny pomiar, jednak jej wadą jest duża czasochłonność kalibracji wiążąca się głównie z powolną stabilizacją temperatury.

UWAGA: Dokładność dopasowanej prostej regresji standardowo winna być podawana dwoma parametrami charakteryzującymi niepewności współczynników regresji. Ze względów praktycznych w pracy zdecydowano się na podanie zminimalizowanego standardowego odchylenia od prostej regresji. Jakość tak wyznaczonych dokładności została zweryfikowana na drodze symulacji komputerowych, które potwierdziły dobrą zgodność wyznaczonych niepewności. Przykładowo dla przypadku dokładnej kalibracji rzeczywisty rozrzut, który skutkowałby dopasowaniem fitu przy precyzji $0.11mV$, musiałyby wynosić około $0.13mV$.

Wpływ napięcia zasilania na układ. Doświadczenia pokazują, że wpływ napięcia zasilania (w przedziale poprawnej pracy $1.8V - 2.6V$) na sensor temperatury jest zaniedbywalny dla jego poprawnego funkcjonowania. Na rysunku 21 przedstawione zostały zależności napięciowe czterech przykładowych sensorów. Wprawdzie obserwowalne są niewielkie wzrosty wartości napięcia wraz z zasilaniem, jednak zmiany te odpowiadają w najgorszym wypadku, przy wzroście napięcia o $1V$ zwiększeniu mierzonej temperatury o $0.1K$. Ponieważ w rzeczywistości nie spodziewamy się aż tak dużych wahań napięcia zasilania możemy uznać sensor temperatury za niezależny od zasilania układu.

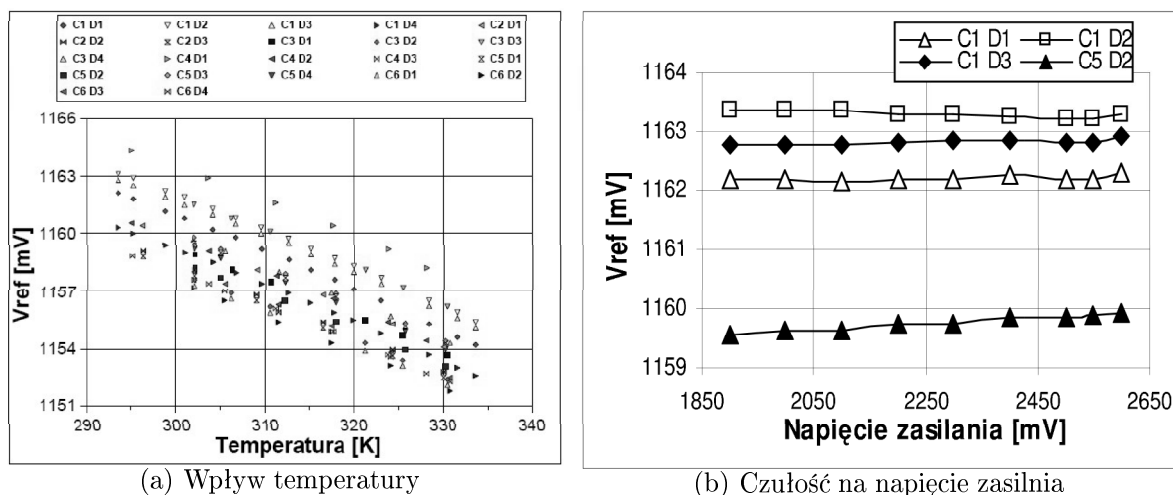
5.2 Napięcie referencyjne

Wyniki pomiarów napięcia referencyjnego w zależności od temperatury zostały przedstawione na rysunku 13(a). Napięcie to jest w przybliżeniu stałe, co jakościowo uwidocznione zostało na rysunku 5(a), a jego wartość w $300K$ wynosi $1160mV$ z rozrzutem $0.11mV$, pozostając w bardzo dobrej zgodzie z symulacjami.

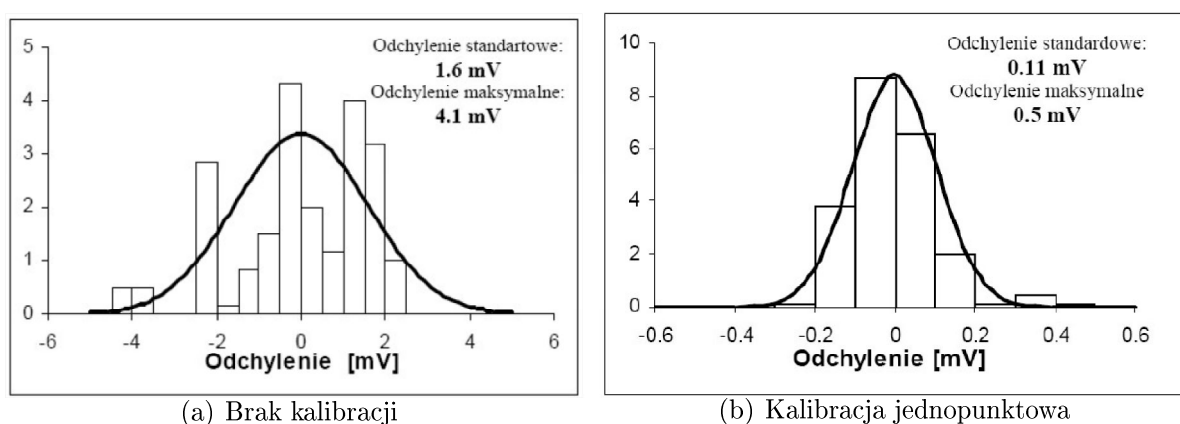
Poniżej omówiony zostanie dokładnie wpływ temperatury oraz napięcia zasilania na napięcie referencyjne. Pokażemy także wyniki po kalibracji źródła.

Wpływ temperatury. Napięcie referencyjne nie powinno zależeć od temperatury, jednak jak pokazuje wykres 11(b) istnieje niewielki związek pomiędzy tymi wielkościami. Uśrednioną

⁴W rozważanym wypadku jest ich sześć na układ.



Rysunek 13: Działanie źródła referencyjnego.



Rysunek 14: Kalibracja źródła referencyjnego.

zależność otrzymujemy poprzez dopasowanie prostej regresji, dla której otrzymujemy:

$$a = -0.1866(0.0013)mV/K$$

$$b = 1215.6(0.23)mV$$

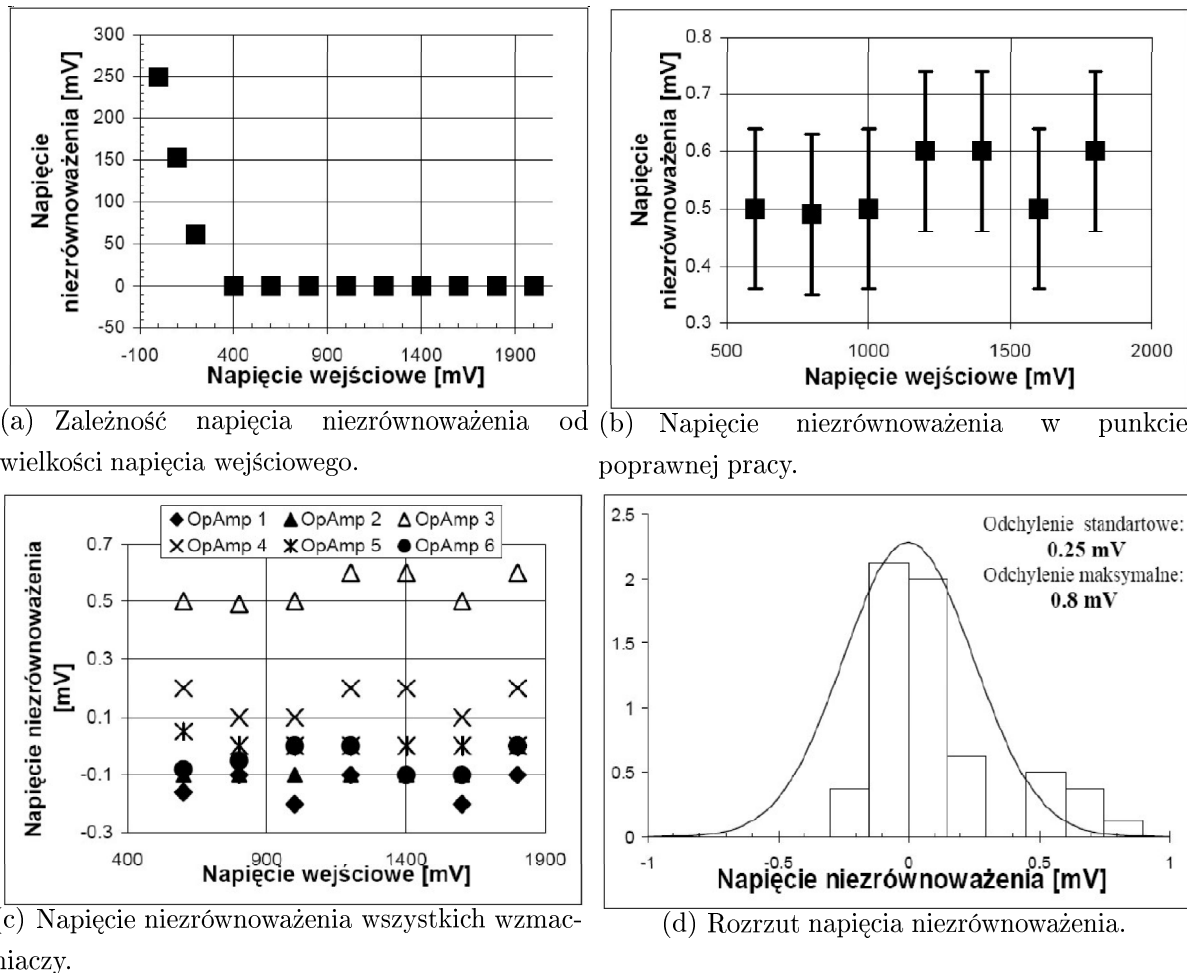
Przyjmując takie współczynniki możemy przewidzieć napięcie referencyjne dla przypadkowo wziętego układu z odchyleniem standardowym $1.6mV$, co graficznie reprezentuje histogram na rys. 14(a).

W szczególnych przypadkach może być wymagane dokładne określenie wartości napięcia w określonych warunkach. Podobnie jak dla sensora temperatury można wówczas dokonać kalibracji układu zmniejszając odchylenie standardowe od przewidywanej prostej regresji do $0.11mV$. czego reprezentację graficzną stanowi rysunek 14(b).

Wpływ napięcia zasilania. Zależność napięcia referencyjnego od wartości napięcia zasilania w przedziale poprawnej pracy przedstawia wykres 13(b). Zmiana wartości napięcia referencyjnego jest w najgorszym przypadku rzędu $0.5mV/V$ zatem zgodnie z oczekiwaniami układ można uznać za nieczuły na tego typu zmiany.

5.3 Wzmacniacz operacyjny

Wzmacniacz operacyjny na rysunku 4(a) występuje w konfiguracji ujemnego sprzężenia zwrotnego i jego zadaniem jest wyrównywanie potencjałów na swoich wejściach. W rzeczywistym wzmacniaczu, ze względów technologicznych może wystąpić niewielkie przesunięcie tych wartości nazywane napięciem nierównoważenia wzmacniacza operacyjnego które oznaczaliśmy do tej pory jako V_{OS} . Ma ono wpływ na napięcia wyjściowe układu (por. równ. (24) i (27)) dlatego koniecznym jest wyznaczenie jego wartości i związku z temperaturą.

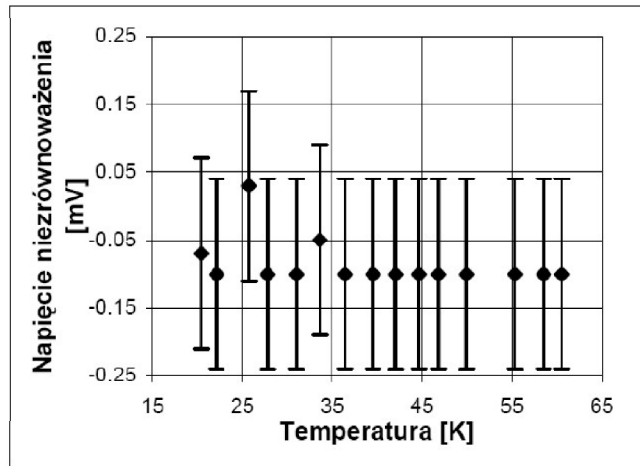


Rysunek 15: Napięcie nierównoważenia wzmacniacza operacyjnego.

Wyznaczniki wielkości napięcia nierównoważenia wzmacniacza operacyjnego w zależności od napięcia zasilania. Wykres 15(a) przedstawia napięcie na wejściach wzmacniacza w funkcji napięcia zasilania. Układ zaczyna działać poprawnie dopiero powyżej napięcia zasilania wynoszącego około $400mV$. Na rysunku 15(b) przedstawione zostało napięcie nierównoważenia przykładowego wzmacniacza.

W ramach dokładności pomiarów napięcie to przyjmuje stałą wartość około $0.5mV$. Podobnie dla pozostałych przebadanych wzmacniaczy, dla których wyniki pomiarów przedstawione zostały na rys. 15(c)⁵ jest również ta wartość w przybliżeniu stała.

⁵Błędy pomiarów nie zostały zaznaczone dla poprawienia czytelności.

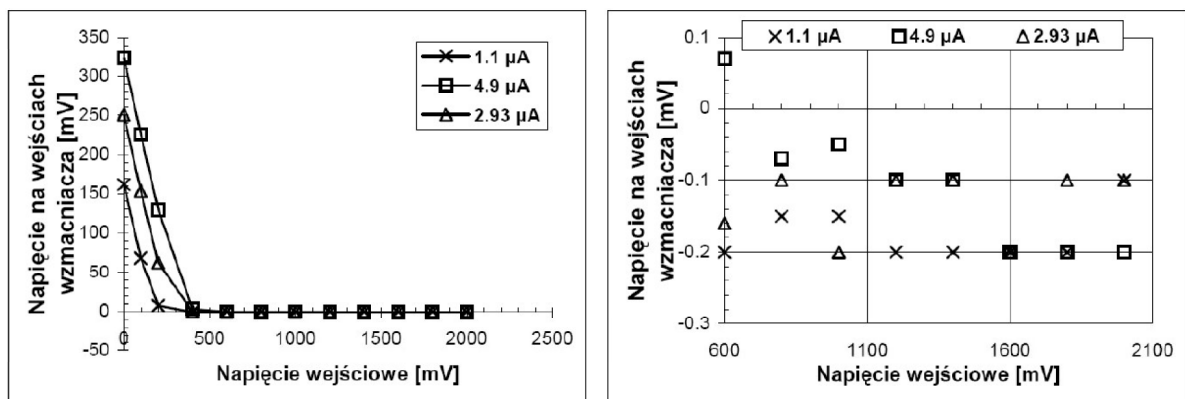


Rysunek 16: Wpływ temperatury na napięcie niezrównoważenia.

Średnia wartość napięcia niezrównoważenia wynosi $0.078mV$, a zatem jest bardzo bliska zeru, czyli wartości pożądanej, dlatego też odchylenia (rys. 15(d)) liczymy od zera⁶. Wyznaczone w ten sposób odchylenie standardowe wynosi $0.25mV$.

Wpływ temperatury. Ze względu na równanie (29) interesującą jest również zależność temperaturowa napięcia niezrównoważenia. Prezentuje ją wykres (16) gdzie widać, iż w ramach dokładności pomiarów nie obserwujemy żadnej zależności.

Wpływ prądu zasilania. Istnieje jeszcze jeden czynnik, który może ulegać zmianie i wpływać tym samym na wzmacniacz operacyjny. Jest nim prąd zasilania wzmacniacza operacyjnego. Ponieważ podstawowym sposobem w jaki nieidealność wzmacniacza może wpływać na badany przez nas układ jest napięcie niezrównoważenia, poniżej zobaczymy jak zależy ono od prądu zasilania.



(a) Wyniki w pełnym zakresie.

(b) Wyniki w punkcie poprawnej pracy wzmacniacza.

Rysunek 17: Działanie wzmacniacza przy różnych prądach zasilania.

⁶Ze względu na małą ilość zbadanych wzmacniaczy (sześć) rozważania statystyczne należy traktować wyłącznie wyłącznie szacunkowo.

Wykres 17(a) został sporządzony dla przedstawienia wpływu prądu zasilania na napięcie niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego. Wykres przedstawia różnice potencjałów na wejściach wzmacniacza w funkcji podawanego napięcia dla trzech wartości prądów zasilania. Widocznym jest, że wielkość prądu wpływa na wartość napięcia progowego, jednak przyjrzenie się wykresowi 17(b)⁷, przedstawiającemu zakres plateau wykresu 17(a), pozwala na stwierdzenie, że prąd nie wpływa na wartość napięcia niezrównoważenia. Oznacza to, że prąd zasilania nie wpływa także na cały układ.

Podsumowanie. Badania napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego wskazują, że w zakresie właściwej pracy jest ono bliskie zeru z rozrzutem około $0.25mV$, bez względu na podawane na wejście napięcie i prąd zasilania, oraz w przedziale od $+20^{\circ}C$ do $+60^{\circ}C$ nie zależy ono od temperatury.

6 Dyskusja otrzymanych wyników

6.1 Sensor temperatury

Wartość teoretyczna napięcia sensora temperatury jest opisana równaniem (24):

$$V_{temp}^{teor} \approx 5.259 \frac{mV}{K} \cdot T - 26.25 \cdot V_{OS}$$

zaś symulacje prowadzą do wyrażenia (25):

$$V_{temp}^{sym} = 5.1914 \frac{mV}{K} \cdot T - 3.1008mV$$

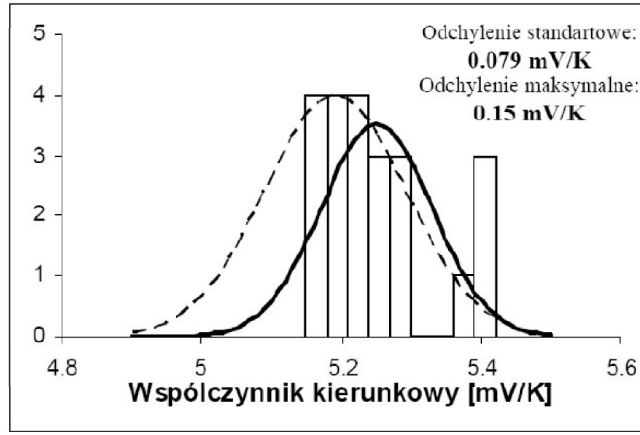
Doświadczalnie wyznaczona wartość to:

$$V_{temp}^{dow} = 5.26 \frac{mV}{K} \cdot T - 22.74mV$$

Współczynnik kierunkowy wyznaczony doświadczalnie jest w bardzo dobrej zgodzie z przewidywaniami teoretycznymi. W praktyce jednak wartością oczekiwaną winien być raczej wynik symulacji. Na wykresie 18 przedstawiamy histogram dla współczynników kierunkowych wszystkich układów. Dopasowana do zliczeń krzywa Gaussa wskazuje na wartość średnią uzyskaną doświadczalnie. Ponieważ faktyczny rozkład jest daleki kształtem od takiej krzywej oraz biorąc pod uwagę fakt, iż sensory były rozmieszczone na zaledwie sześciu różnych układach scalonych, możemy przypuszczać, że dla większej ilości pomiarów rozkład będzie przypominał raczej krzywą zaznaczoną linią przerywaną, której maksimum znajduje się w wartości symulowanej współczynnika. Przyjmując taką poprawkę, możemy uznać nachylenie charakterystyki sensora temperatury za zgodne z symulacjami.

Istnieje jednak wyraźna różnica pomiędzy współczynnikami b (sałe przesunięcie) prostych regresji wyznaczonych na drodze symulacji i w doświadczeniu.

⁷Patrz przypis 5.



Rysunek 18: Współczynniki kierunkowe sensorów temperatury. Linia przerywana przedstawia prawdopodobny rozkład rzeczywisty.

Przeprowadzając rozważania teoretyczne zakładaliśmy, że diody pracują w zakresie idealnej charakterystyki prądowo-napięciowej. W rzeczywistości mogą jednak istnieć drobne odchylenia od tego założenia. Oznacza to, konieczność uwzględnienia czynnika w wyprowadzaniu wartości napięcia sensora, która będzie teraz wynosić (por. rów.(1) i (24)):

$$V_{temp} = 5.259 \frac{mV}{K} \cdot T - 26.25 \cdot V_{OS} - 2.275 \cdot T \ln \left(\frac{I_{S1}^{\eta_1}}{I_{S2}^{\eta_2}} \right) \quad (32)$$

Ponieważ η może w skomplikowany sposób zależeć od temperatury możemy spodziewać się zarówno zmiany nachylenia charakterystyki, jak i stałego przesunięcia. Stałe przesunięcie może być również powodowane napięciem niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego, którego badania pokazały, że wartość ta może sięgać $0.6mV$. Może to być przyczyną przesunięcia na poziomie $-16mV$, jednak statystycznie wielkość ta powinna przyjmować wartość bliską zeru. Uwzględniając dodatkowo rozbieżności wynikające z technologicznej niedoskonałości wykonania układów uznajemy przedstawione powody za wystarczające dla wyjaśnienia zaobserwowanych różnic. Należy także podkreślić, że wartość otrzymanego przesunięcia (rzędu $20mV$) jest zaniedbywalna w skali napięcia sensora, które w temperaturze pokojowej wynosi około $1500mV$.

6.2 Napięcie referencyjne

Napięcie referencyjne nie powinno zależeć od czynników zewnętrznych. Warunek ten został spełniony w modelu symulowanym, gdzie generowane było napięcie:

$$V_{ref}^{sym} = 1160mV$$

Doświadczenie pokazało, że dla badanych układów, zmierzona wartość napięcia referencyjnego w temperaturze pokojowej wynosi:

$$V_{ref}^{teor} = 1160mV$$

oraz zmienia się ona z temperaturą:

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = -0.1866 \frac{mV}{K}$$

Wartość napięcia. Otrzymaliśmy dokładną zgodność pomiaru wartości napięcia referencyjnego w $300K$ z symulacjami, mimo iż zależy ono od temperatury znacznie bardziej niż oczekiwaliśmy. Fakt ten jest zrozumiały gdy zwróci się uwagę na szczególny status temperatury $300K$, zarówno z punktu widzenia symulacji jak i projektowania układu. Układ był bowiem w trakcie projektowania optymalizowany dla temperatury $300K$, ponadto w trakcie symulacji taka była również przyjmowana temperatura nominalna.

Wpływ temperatury. Zależność V_{ref} od temperatury opisana jest równaniem (29):

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = 0.039 \frac{mV}{K} - 8.75 \frac{\partial V_{os}}{\partial T} \quad (33)$$

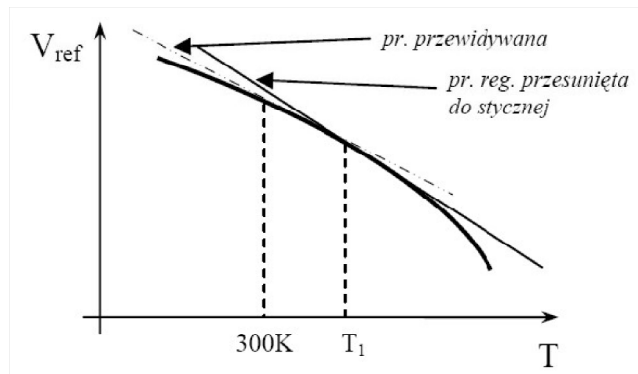
Doświadczenie pokazało, że napięcie niezrównoważenia nie zależy od temperatury, zatem powyższy wzór sprowadza się do nowej postaci:

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = 0.039 \frac{mV}{K} \quad (34)$$

Składowa PTAT napięcia referencyjnego (28) jest dobrze określona w porównaniu zależnością temperaturową napięcia na diodzie opisaną równaniem (14):

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{V_B E - (3 + m)V_T - E_g/q}{T} \quad (35)$$

Na rysunku 19 przedstawiony został szkic zależności napięcia referencyjnego od temperatury. Napięcie to, jak widać z równania (35) nie jest dokładnie liniową funkcją temperatury. Dopasowana prosta regresji ma nachylenie odpowiadające stycznej do wykresu w średniej temperaturze pomiarów $T_1 = 315K$, jednak we wprowadzeniu liczyliśmy nachylenie dla temperatury $300K$ (por. równ. (35)). Zamiast braku zależności temperaturowej winiśmy zatem zmierzyć: $\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = -0.075mV/K$



Rysunek 19: Różnice w nachyleniu charakterystyki.

Źródłami rozbieżności współczynnika temperaturowego napięcia referencyjnego mogłyby być niedokładności współczynników k_i oraz k_R jednak dla użytej technologii są one rzędu 0.1% i tym samym nie mogą one wytłumaczyć zmierzonych rozbieżności. Niedokładność k_D jest nieco większa (nie znamy dokładnej wartości), stanowiąc przyczynę niewielkich rozbieżności pomiędzy pojedynczymi układami, jednak również nie tłumaczy ona odchylenia uśrednionych wyników od przewidywań teoretycznych.

Z przeprowadzonych rozważań wynika zatem, iż rozbieżności współczynnika temperaturowego nie da się wytłumaczyć tylko błędami pomiarowymi. Zatem by zrozumieć jego przyczynę można podsumować wszystkie posiadane informacje o układzie:

— Wartość zmierzona napięcia referencyjnego dobrze zgadza się (z dokładnością do kilku mV) z wartością symulowaną (31) oraz z rozważaniami teoretycznymi (30).

— Biorąc pod uwagę wyniki pomiarów dla sensora temperatury można wnioskować, że rzeczywista składowa PTAT napięcia referencyjnego zgadza się z wartością symulowaną. Jeśli tak, to także składowa pochodząca od napięcia V_{be} (dla $300K$) musi się zgadzać z symulacjami.

— Jeśli wartości absolutne obu składowych dobrze zgadzają się z wartościami symulowanymi to współczynnik temperaturowy conajmniej jednej z nich musi być różny od przewidywanego.

— Biorąc pod uwagę pomiary sensora temperatury można wnioskować, że współczynnik temperaturowy składowej PTAT jest zgodny z przewidywaniami.

Wniosek: prawdopodobnym jest fakt iż współczynnik temperaturowy złącza p-n użyty w rozważaniach teoretycznych (14) jak i symulacjach nie opisuje poprawnie zależności temperaturowej napięcia V_{be} . Dla poprawnego opisanie pracy układu należy zmniejszyć go o około 10%. Dla poparcia postawionego wniosku można dodać że fakt iż rzeczywisty współczynnik temperaturowy różni się od teoretycznego wydaje się uzasadniony, gdyż rozważania teoretyczne przeprowadzono dla idealnego złącza p-n, podczas gdy w rozważanym układzie używa się tranzystorów w połączeniu diodowym, dla których prąd nasycenia wcale nie musi być taki jak dla idealnej diody. Jednocześnie z wykresu 13(a) wynika, że mierzone nachylenie jest efektem systematycznym, nie związanym z rozrzutami technologicznymi układu (jak np. wartość absolutna, która fluktuuje w obrębie kilku mV). Zachowanie to jest zgodne z zaproponowanym wytłumaczeniem.

Ponadto z posiadanych informacji wynika, że w tej samej technologii został wykonany w CERN-ie układ źródła referencyjnego typu bandgap dla którego autorzy także zaobserwowali wartość współczynnika temperaturowego $\sim -200\mu V/K$.

6.3 Podsumowanie

Przeprowadzone pomiary i analizy sensora temperatury i źródła referencyjnego pokazują, że spełnia on postawione przed nim zadania dokładnego pomiaru temperatury i generacji precyzyjnego napięcia referencyjnego. Doświadczenie potwierdziło bardzo dokładne działanie sensora temperatury, pozwalającego na pomiary z dokładnością nawet 0.1K i nie wykluczając więk-

szej precyzji. Pokazało też, że umieszczone w układzie źródło referencyjne wytwarza napięcie o wartości $1160mV$ z rozrzutem między układami $1.6mV$.

Literatura

- [1] M.Idzik, M.Ornat, „Design and operation of low power temperature sensor - bandgap reference circuit in submicron technology”, Proceedings of the 12th International Conference „Mixed Design of Integrated Circuits and Systems” Mixdes 2005, Kraków, Poland, 22-25 June 2005, pp. 93-92
- [2] A. Bakker, J.H. Huijsing, „Micropower CMOS Temperature Sensor with Digital Output”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol31, no7, (1996) pp. 933-937
- [3] B. Razavi, „Design of Analog CMOS Integrated Circuits”, MCGraw -Hill, 2001