

**HIGH-SPEED
AND
HIGH-RESOLUTION ANALOG-TO-DIGITAL
AND
DIGITAL-TO-ANALOG
CONVERTERS**

PROEFSCHRIFT



TER VERKRIJGING VAN DE GRAAD VAN DOCTOR AAN DE
TECHNISCHE UNIVERSITEIT DELFT,
OP GEZAG VAN DE RECTOR MAGNIFICUS,
PROF. DRS. P.A. SCHENCK, IN HET OPENBAAR TE VERDEDIGEN
TEN OVERSTAAN VAN EEN COMMISSIE AANGEWEEZEN DOOR
HET COLLEGE VAN DEKANEN
OP MAANDAG 15 DECEMBER 1989 OM 16.00 UUR.

RUDY JOHAN VAN DE PLASSCHE

GEBOREN OP 24 SEPTEMBER 1941 TE IJZENDIJKE.
ELEKTROTECHNISCH INGENIEUR

Глава 9

Опорные источники напряжения и тока

Перевод: С.А.Сухоруков

9.1 Введение

В А/D и D/Апреобразователях величина полной шкалы определена опорным источником. Низкий шум и низкий температурный коэффициент выходного сигнала опорного источника очень важны для преобразователей высокого разрешения и высокой точности. Хорошо известным прибором для стабилизации опорного напряжения является диод Зенера. В интегральных схемах, однако, диод Зенера может вызвать проблемы с надёжностью схемы. В современных технологиях не всегда возможно обратное смещение перехода эмиттер-база транзистора, чтобы получить диод Зенера. Выход годных схем при использовании обратно смещённых транзисторов падает. Нынешние опорные источники конструируют с использованием напряжения, характеризующего ширину запрещённой зоны кремния, в качестве опорного напряжения с низкой температурной зависимостью. В этой главе будут описаны различные схемы, которые используют принцип запрещённой зоны для стабилизации напряжения или тока. Примеры опорных источников напряжения на запрещённой зоне даны в [45,46,47].

[45] R.J. Widlar, "New developments in ic voltage regulators", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-6, pp. 2-7, February 1971.

[46] K.E. Kuijk, "A reference voltage source", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-8, pp. 222-226, June 1973.

[47] G.C.M. Meijer, "A new configuration for temperature transducers and bandgap references", Digest of Technical Papers, pp. 142-145, European Solid-State Circuits Conference, Amsterdam, 1978.

9.2 Базовый источник опорного напряжения на запрещённой зоне

Базовый стабилизатор напряжения на запрещённой зоне показан на Рис. 9.1.

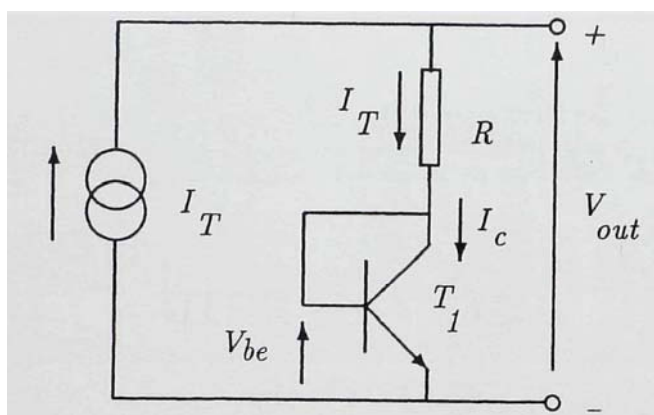


Рис.9.1: Базовый источник опорного напряжения на запрещённой зоне

Он состоит из токового источника с заданным температурным поведением, резистора R и транзистора, включенного как диод. Выходное напряжение системы складывается из падения напряжения на резисторе R и транзисторе $T1$. Температурная зависимость источника тока I_T задаётся формулой:

$$\frac{1}{I_T} \frac{dI_T}{dT} = \frac{1}{T} \quad (9.1)$$

Выходное напряжение системы, которое сделано почти температурно-независимым, даётся выражением:

$$V_{out} = R \times I_T + V_{be} \quad (9.2)$$

В последующем упрощённом анализе мы предполагаем, что током базы транзистора можно пренебречь по сравнению с током коллектора. Это упрощение не изменяет сколь-нибудь заметно результаты, но значительно упрощает понимание работы системы

Основная идея стабилизации напряжения с использованием принципа ширины запрещённой зоны в следующем. Известно, что с увеличением температуры напряжение база-эмиттер у транзистора уменьшается. В то же время положительный температурный коэффициент у источника ток I_T создаёт на резисторе R напряжение, которое линейно увеличивается с температурой. Выходное сопротивление может быть так отрегулировано, что его величина будет практически совпадать с напряжением, соответствующим ширине запрещённой зоны кремния. В этом случае уменьшение напряжения база-эмиттер компенсируется увеличением напряжения на резисторе R .

Известно, что для биполярного транзистора справедливо следующее уравнение, связывающее ток коллектора и напряжение база-эмиттер:

$$I_c = I_0 \left(\exp^{\frac{q}{kT} V_{be}} - 1 \right) \quad (9.3)$$

I_0 – обратный ток перехода база-эмиттер [на самом деле это обратный ток коллекторного перехода – примечание переводчика]. Температурную зависимость I_0 можно выразить в следующих параметрах:

$$I_0 = CT^n \times \exp^{-\frac{qV_g}{kT}}. \quad (9.4)$$

В уравнении 9.4 величина V_g – это ширина запрещённой зоны кремния, которая равна 1,208 В. Величина n в кремнии приблизительно равна 1.4, а C – константа, зависящая от размеров прибора.

Если принять, что $\exp^{\frac{q}{kT} V_{be}} \gg 1$, тогда уравнения 9.3 и 9.4 можно упростить:

$$I_c = CT^n \times \exp^{\frac{q}{kT} (V_{be} - V_g)}. \quad (9.5)$$

После дифференцирования уравнения 9.5 по температуре, мы получим:

$$dI_c = CnT^{n-1} \exp^{\frac{q}{kT} (V_{be} - V_g)} dT - CT^n \exp^{\frac{q}{kT} (V_{be} - V_g)} \frac{q(V_{be} - V_g)}{kT} \frac{dT}{T} + CT^n \frac{q}{kT} \exp^{\frac{q}{kT} (V_{be} - V_g)} dV_{be} \quad (9.6)$$

Это уравнение можно упростить, используя уравнение 9.5. После подстановки, мы получим:

$$dI_c = \frac{n}{T} I_c dT - \frac{q}{kT} I_c \frac{V_{be} - V_g}{T} dT + \frac{q}{kT} I_c dV_{be} \quad (9.7)$$

При условии незначительности базового тока транзистора изменение коллекторного тока теперь равны изменению тока источника тока I_T . Подставляя уравнение 9.1 в уравнение 9.7, мы окончательно получаем следующее выражение для температурной зависимости напряжения база-эмиттер транзистора:

$$\frac{dV_{be}}{dT} = \frac{k}{q} (1 - n) + \frac{V_{be} - V_g}{T} \quad (9.8)$$

Температурная зависимость выходного напряжения в предположении независимости R от температуры может быть выражена в следующих терминах:

$$\frac{dV_{out}}{dT} = R \frac{dI_T}{dT} + \frac{dV_{be}}{dT} \quad (9.9)$$

Подставляя уравнения 9.1 и 9.8 в уравнение 9.9, после перегруппировки получим:

$$\frac{dV_{out}}{dT} = \frac{I_T \times R}{T} + \frac{k}{q}(1-n) + \frac{V_{be} - V_g}{T} \quad (9.10)$$

Выходное напряжение опорного источника может быть отрегулировано таким образом, что при температуре T_0 температурный коэффициент опорного источника будет равен нулю $\frac{dV_{out}}{dT} = 0$. При $T=T_0$ получается следующее значение выходного напряжения:

$$V_{out}(T_0) = V_{be}(T_0) + I(T_0)R = V_g - \frac{kT_0}{q}(1-n) \quad (9.11)$$

Теперь получена замечательная точка, в которой при $T=T_0$ температурный коэффициент выходного напряжения равен нулю. Температурная зависимость выходного напряжения может быть вычислена. При подстановке уравнения 9.11 в 9.10 получается следующий результат:

$$\frac{dV_{out}}{dT} = \frac{k}{q}(1-n) \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) \quad (9.12)$$

Это уравнение показывает, что есть изменение знака температурного коэффициента выходного напряжения в окрестности точки $T=T_0$.

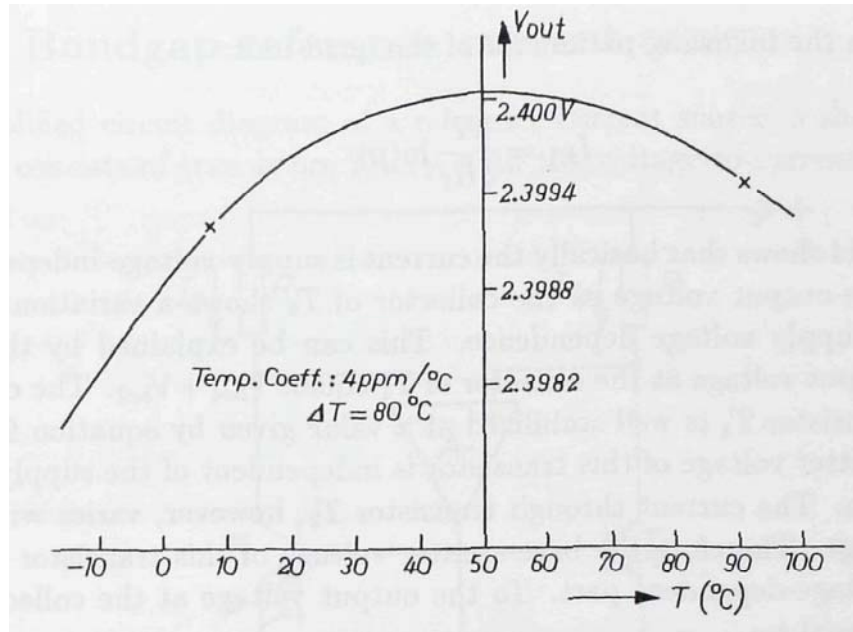


Рисунок 9.2: Температурная зависимость опорного источника на запрещённой зоне

После интегрирования уравнения 9.12 мы получаем выражение для выходного напряжения опорного источника, использующего ширину запрещённой зоны, как функцию температуры T . Интегрирование и подстановка граничных условий дают в результате:

$$V_{out}(T) = V_g - \frac{k}{q}T(1-n) \left(1 - \ln \frac{T}{T_0} \right) \quad (9.13)$$

Выражение в уравнении 9.13 представляет собой параболическую температурную зависимость вблизи точки $T=T_0$. Результат вычисления температурной зависимости опорного источника по выражению 9.13 показан на Рис. 9.2.

9.3 Источник опорного напряжения на запрещённой зоне на pnp-транзисторах

На Рис. 9.3 показан практический пример опорного источника напряжения, который использует только pnp-транзисторы. Схема состоит из четырёх крест-накрест соединённых транзисторов T_1 , T_2 , T_3 и T_4 и токопреобразующего резистора R_1 . Транзистор T_1 имеет в p раз большую площадь эмиттера, чем три других транзистора четвёрки. Через резистор R_2 ток из источника питания подаётся на схему. Резистор R_3 добавлен, чтобы получить регулируемое выходное напряжение. Транзистор T_7 работает как буферное устройство, что даёт в результате меньшие изменения тока через резистор R_2 при изменениях питающего напряжения (V_{cc}). Транзисторы T_6 и T_5 добавлены для компенсации зависимости выходного напряжения V_{out} от напряжения питания.

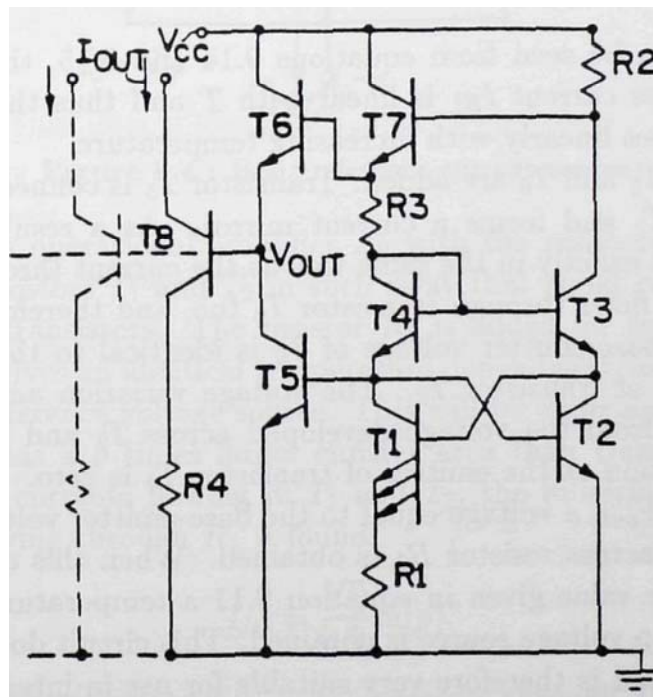


Рисунок 9.3: Опорный источник напряжения на запрещённой зоне на pnp-транзисторах.

Работа системы объясняется следующим образом. Ток, протекающий через транзисторы T_4 и T_1 и резистор R_1 , может быть выражен через следующий параметр четвёрки:

$$I_{R1} = \frac{kT}{qR_1} \ln(p) \quad (9.14)$$

Уравнение 9.14 показывает, что в основном ток является независимым от напряжения питания, тем не менее выходное напряжение на коллекторе T_4 обнаруживает изменение, которое зависит от напряжения питания. Это может быть объяснено тем фактом, что выходное напряжение на коллекторе T_4 равно $V_{be4} + V_{be2}$. Ток через T_4 хорошо стабилизирован на величине, которую даёт уравнение 9.14, так что напряжение база-эмиттер этого транзистора не зависит от изменения напряжения питания. Ток через транзистор T_2 , однако, изменяется с напряжением питания. Поэтому напряжение база-эмиттер этого транзистора

представляет собой зависящее от напряжения питания слагаемое. К выходному напряжению на коллекторе T_4 добавляется величина, равная:

$$V_{R_3} = \frac{R_3}{R_1} \frac{kT}{q} \ln(p) \quad (9.15)$$

Как можно видеть из уравнений 9.14 и 9.15, температурная зависимость тока I_{R1} является линейной, поэтому падение напряжения на R_3 сопротивлении линейно возрастает с температурой.

Теперь добавим транзисторы T_5 и T_6 . Транзистор T_5 включен параллельно транзистору T_2 , формируя токовое зеркало. В результате ток через T_5 изменяется в точности так же, как через транзистор T_2 . Этот ток протекает также через транзистор T_6 , поэтому изменение напряжения база-эмиттер транзистора T_6 идентично изменению напряжения база-эмиттер транзистора T_2 . Изменение напряжения на транзисторе T_6 вычитается из напряжения на T_2 и T_4 . Поэтому изменение напряжения на транзисторе T_6 является нулевым. На выходном терминале, обозначенном T_{out} , напряжение получается равным напряжению база-эмиттер T_4 плюс падение напряжения на резисторе R_3 . Когда это напряжение скорректировано до значения, которое даёт уравнение 9.11, достигается температурная зависимость, эквивалентная таковой у источника напряжения на запрещённой зоне. Эта схема не содержит ррр-транзисторов и поэтому является весьма подходящей для использования в интегральных схемах, которые используют специальные высокочастотные процессы. (Смотри [48].) В этих процессах по большей части доступны боковые ррр-транзисторы с плохими свойствами на постоянном токе и высоких частотах. Температурная зависимость резисторов R_1 и R_3 взаимно компенсируется при условии равенства температурных коэффициентов и хорошей, с точки зрения теплового распределения, трассировки R_1 и R_3 .

[48] R.J. van de Plassche, "Stabilized current and voltage reference sources", US Patent 4,816,742, March 28, 1989.

9.4 Источник опорного тока на запрещённой зоне

На Рис. 9.4 показана упрощённая схема источника опорного тока.

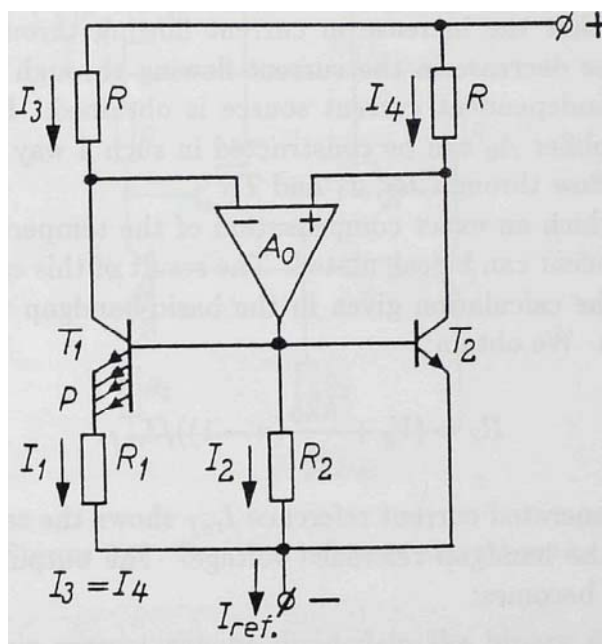


Рис.9.4: Базовый опорный источник тока

Она состоит из транзисторов T_1 и T_2 с резистором R_1 , преобразующим ток в напряжение.

Операционный усилитель A_0 с резистором R управляет током транзисторов T_1 и T_2 таким образом, что через транзисторы протекают равные токи. Резистор R_2 добавлен для температурной компенсации и даёт такую же зависимость от температуры, как и в случае источника опорного напряжения на запрещённой зоне. Это будет объяснено позже.

Транзистор T_1 имеет площадь эмиттера в p раз большую, чем транзистор T_2 . При условии равенства коллекторных токов, втекающих в транзисторы T_1 и T_2 , для тока через резистор R_1 имеем следующее выражение:

$$I_{R1} = \frac{kT}{qR_1} \ln(p). \quad (9.16)$$

Как можно видеть из 9.16, токи через транзисторы T_1 и T_2 линейно зависят от температуры T . Теперь добавим в схему резистор R_2 . Ток через R_2 составит:

$$I_{R2} = \frac{V_{be2}}{R_2}. \quad (9.17)$$

Известно, что с ростом температуры напряжение база-эмиттер транзистора уменьшается. В результате ток через резистор R_2 будет уменьшаться. Как установлено ранее, токи через T_1 и T_2 будут возрастать с увеличением температуры. Величина резистора R_2 может быть выбрана таким образом, чтобы увеличение тока через транзисторы T_1 и T_2 компенсировалось уменьшением тока через R_2 . Таким путём может быть получена температурная независимость источника тока. Кроме того, операционный усилитель может быть сконструирован таким образом, чтобы использовать только токи, которые текут через R_2 , T_1 и T_2 . [На практике вместо ОУ используется дифференциальный усилитель – примечание переводчика.]

Величина тока, для которой имеет место точная компенсация температурного коэффициента, может быть вычислена. Результат этих вычислений, которые идентичны вычислениям для базового источника опорного напряжения с запрещённой зоной, показан ниже. Мы имеем:

$$R_2 = \left(V_g + \frac{kT_0}{q}(n-1) \right) / I_{ref} \quad (9.18)$$

Кроме того, ток, генерируемый источником тока I_{ref} , имеет ту же зависимость от температуры, что и опорное напряжение запрещённой зоны. Выходной ток этого опорного источника:

$$I_{out} = \frac{V_g}{R_2} + \frac{k}{q} T(n-1) \frac{1}{R_2} \left(1 - \ln \frac{T}{T_0} \right). \quad (9.19)$$

9.5 Практический источник опорного тока

На Рис. 9.5 показан пример практической реализации источника опорного тока. В этой системе операционный усилитель заменён дифференциальной парой, T_3 и T_4 , и токовым зеркалом на ррр-транзисторах T_5 , T_6 и T_7 . Каскад Дарлингтона, T_8 и T_9 , управляет током через резисторы R . Дополнительный резистор R_3 введён в схему, чтобы обеспечить запуск схемы при всех обстоятельствах. Резистор запитывает ток схему и таким путём предотвращает также “нулевой ток” в решении уравнения. Нулевое решение – это нежелательное решение. R_C – дополнительный температурно-компенсационный резистор, и может дать дополнительную температурную компенсацию второго порядка. Преимуществом источ-

ника тока данного типа является то, что ток, который протекает в нижней части схемы, такой же, как и в верхней части. Поэтому этот источник тока может быть включён в опорный контур А/Д или D/А преобразователя, генерируя на одной стороне наиболее значимый токовый бит, в то время как на другой стороне этот ток может быть поделен двоичным каскадом деления для получения сети двоично-взвешенных токов.

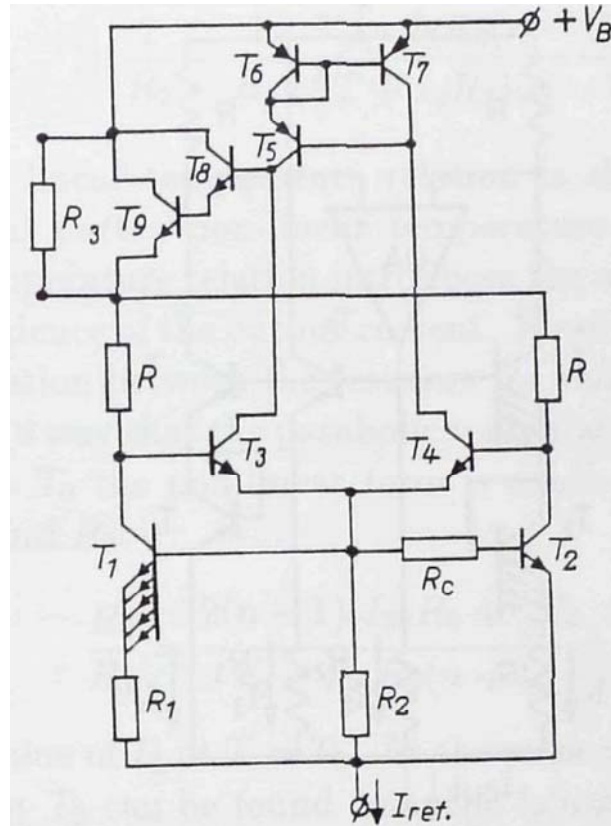


Рисунок 9.5: Практическая схема источника опорного тока

9.6 Температурная компенсация второго порядка

Все опорные источники, описанные до сих пор, показывают параболическую температурную зависимость. В высокоточных конвертерах эта температурная зависимость слишком велика, чтобы сохранить абсолютную точность в пределах величины младшего значимого бита. Поэтому для преодоления этой проблемы нужна дополнительная температурная компенсация. На Рис. 9.6 показан пример источника опорного тока с температурной компенсацией второго порядка. Основное ядро стабилизатора состоит из транзисторов T_1 и T_2 , которые имеют в p раз большую площадь эмиттера, чем транзисторы T_3 и T_4 . Резистор R_1 преобразует напряжение в ток. Операционный ОА усилитель с резисторами R заставляет протекать равные токи через транзисторы T_1 , T_2 , T_3 , T_4 и резистор R_1 . Резисторы R_2 , R_3 и транзистор T добавлены для получения стабилизатора тока на запрещённой зоне с температурной компенсацией второго порядка. Выходной ток I_{out} в нижней части схемы идентичен току, который протекает в верхней части схемы. Соотношение между параметрами схемы и температурной зависимостью источника опорного тока может быть вычислено. Будут использованы следующие уравнения:

$$I_{out} = 2I_1 + I_2 + I_3 \quad (9.20)$$

$$I_1 R_1 = 2 \frac{k}{q} T \ln p \quad (9.21)$$

$$I_2 R_2 = 2 \frac{k}{q} T \ln \frac{I_1}{I_0} \quad (9.22)$$

$$I_3 R_3 = 2 \frac{k}{q} T \ln \frac{I_1}{I_0} - \frac{k}{q} T \ln \frac{I_3}{I_0} \quad (9.23)$$

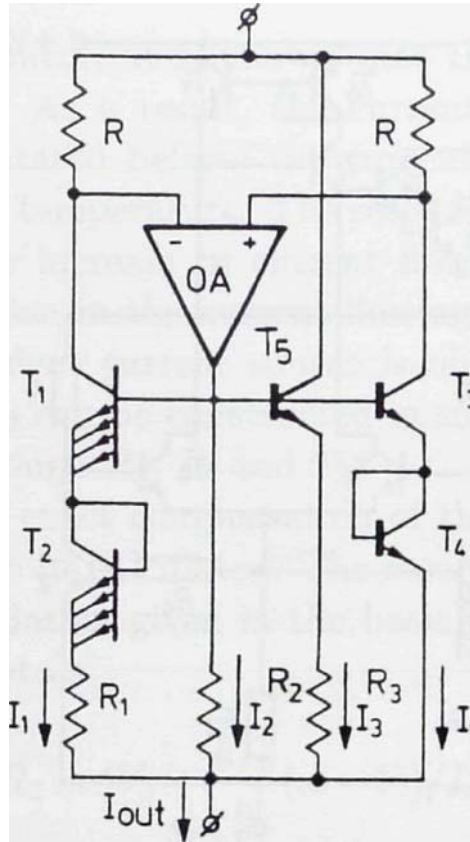


Рисунок 9.6: Токовый опорный источник с температурной компенсацией второго порядка

В процессе вычислений мы предполагаем все транзисторы одинаковыми, т.е. все обратные токи переходов база-эмиттер равны i_0 . Кроме того, для вычисления температурной зависимости источника тока будут использованы уравнения 9.3 и 9.4.

Для того, чтобы получить аналитическое выражение для величин резисторов R_1 , R_2 и R_3 , мы должны решить уравнения с требованием, что $dI_{out}/dT = 0$ при $T=T_0$. После дифференцирования и подстановки мы получаем:

$$\frac{dI_{out}}{dT} = \frac{I_{out}}{T} - \frac{V_g}{T} \left(\frac{2}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) - \frac{k}{q} (n-1) \left(\frac{2}{R_2} - \frac{1}{R_3} \frac{V_g - I_3 R_3 (n-1)}{\left(\frac{k}{q} T + I_3 R_3 \right) (n-1)} \right) \quad (9.24)$$

В этом уравнении у первой части линейное температурное поведение, в то время как у второй части нелинейная температурная зависимость. Это нелинейное температурное поведение представляет собой уже показанную параболическую зависимость выходного тока. Тем не менее, в работе посредством уравнений найдено отношение между R_2 и R_3 , которое может быть отрегулировано таким образом, чтобы нейтрализовать параболическую температурную зависимость. Если при $T=T_0$ сделать нелинейную часть равной нулю, мы получим для отношения между R_2 и R_3 :

$$\frac{R_2}{R_3} = \frac{2(n-1) \left(I_{30} R_3 + \frac{k}{q} T_0 \right)}{V_g - I_{30} R_3 (n-1)} \quad (9.25)$$

I_{30} – это ток I_3 при $T=T_0$. В то же время выходной ток схемы при температуре $T=T_0$ может быть найден из следующего уравнения:

$$I_{out} = V_g \left(\frac{2}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \quad (9.26)$$

Этот результат показывает в основном "идеальный" источник на запрещённой зоне. Падение напряжения на R_3 , равное $I_3 R_3$, близко по величине к напряжению база-эмиттер транзистора. Эта величина гораздо больше, чем $\frac{k}{q} T$ [температурный потенциал $\frac{k}{q} T = 26 \text{ мВ}$ для $T=300\text{К}$ – Примечание переводчика].

Поэтому уравнение 9.25 можно аппроксимировать выражением:

$$\frac{R_2}{R_3} \cong \frac{2}{\frac{V_g}{(n-1)I_{30}R_3} - 1} \quad (9.27)$$

Это соотношение между R_2 и R_3 получено для $T=T_0$. Выходной ток всей системы может быть получен интегрированием уравнения 9.24. Это невозможно без использования некоторых упрощений. Поэтому мы предположим, что для температур, которые не слишком сильно отличаются от T_0 , нелинейный член:

$$\frac{k}{q} (n-1) \left(\frac{2}{R_2} - \frac{1}{R_3} \frac{V_g - I_3 R_3 (n-1)}{\left(\frac{k}{q} T + I_3 R_3 \right) (n-1)} \right) \quad (9.28)$$

является константой.

Тогда выходной ток:

$$I_{out} = V_g \left(\frac{2}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{k}{q} T (n-1) \left(\frac{2}{R_2} - \frac{1}{R_3} \frac{V_g - I_{30} R_3 (n-1)}{\left(\frac{k}{q} T_0 + I_{30} R_3 \right) (n-1)} \right) \times \left(1 - \ln \frac{T}{T_0} \right) \quad (9.29)$$

Если величину резистора R_3 сделать бесконечной, получится хорошо известная схемная конфигурация, как показанная на Рис. 9.3. Выходной ток в случае $R_3 \rightarrow \infty$ становится следующим:

$$I_{out} = V_g \frac{2}{R_2} + \frac{k}{q} T (n-1) \frac{2}{R_2} \left(1 - \ln \frac{T}{T_0} \right) \quad (9.30)$$

Поскольку два напряжения база-эмиттер соединены последовательно, в выражении для величины выходного тока получен множитель 2 по сравнению с величиной, предсказанной уравнением 9.19.

Второй важный предельный случай получается при $R_2 \rightarrow \infty$. В этом случае получается параболическая температурная кривая, противоположная кривой на Рис. 9.2. Выходной ток в этом случае становится равным:

$$I_{out} = V_g \frac{1}{R_3} + \frac{k}{q} T(n-1) \frac{1}{R_3} \left(1 - \ln \frac{T}{T_0} \right) \quad (9.31)$$

Если при $T=T_0$ отношение между R_2 и R_3 выбрано в соответствии с уравнением 9.27, точное выражение для выходного тока недоступно. Оценки показывают, что должна произойти нейтрализация параболической зависимости. Наилучшие результаты даёт компьютерный анализ основного уравнения.

9.7 Измерения опорного источника тока

Практический источник тока, показанный на Рис. 9.5, был интегрирован в чип А/Д преобразователя. Для проверки формул, приведённых выше, были выполнены измерения. Очень низкая температурная зависимость опорного источника затрудняет получение точных результатов, поскольку стабильность этого источника того же порядка, что и у опорных источников, используемых в цифровых вольтметрах. На Рис. 9.7 показаны результаты измерений для оптимальной величины резистора и двух предельных случаев. Очевидно, что вышеприведенные уравнения предсказывают температурную зависимость опорного источника довольно хорошо. Более детальный результат измерений, который соответствует оптимальной компенсации опорного источника, показан на Рис. 9.8. Результат, показанный на Рис.9.8, говорит о том, что в пределах изменения температуры от -20° до 85°C достижимо максимальное отклонение $\pm 50 \text{ ppm}$ [$\pm 50 \times 10^{-6}$ – примечание переводчика]. Эффекты гистерезиса температурного цикла очень малы, $< 10 \text{ ppm}$. В указанном температурном диапазоне получен температурный коэффициент $\pm 0,5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Выходной ток опорного источника составляет 2 мА.

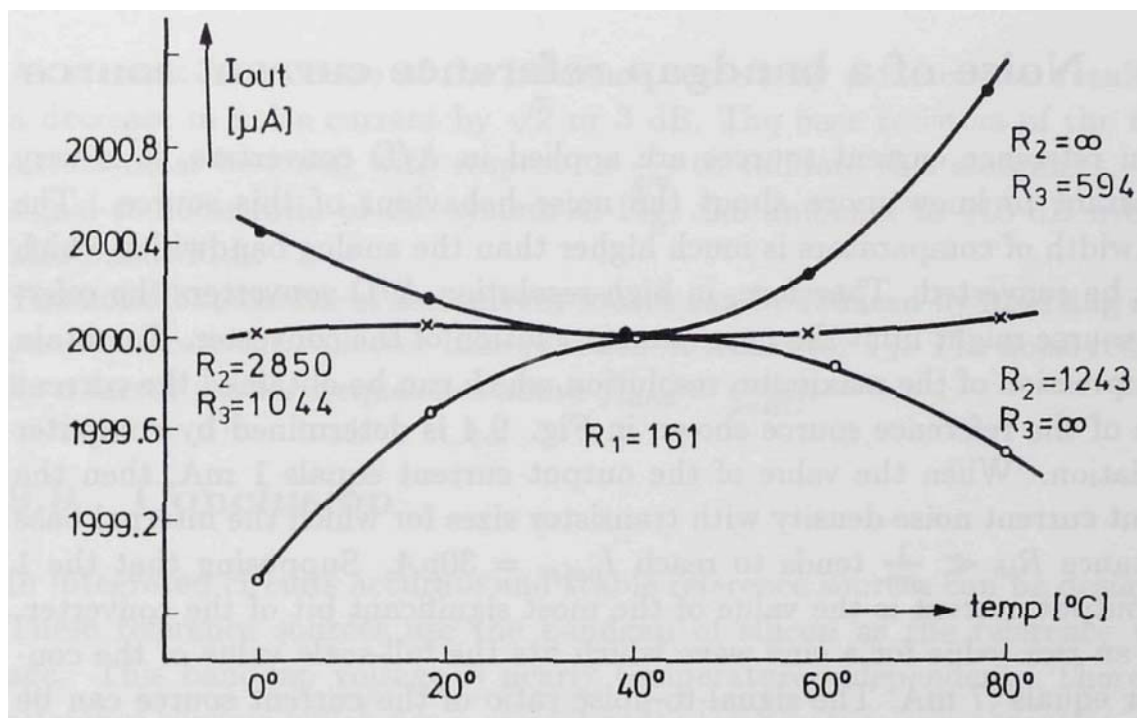


Рисунок 9.7: Результаты измерений опорного источника тока

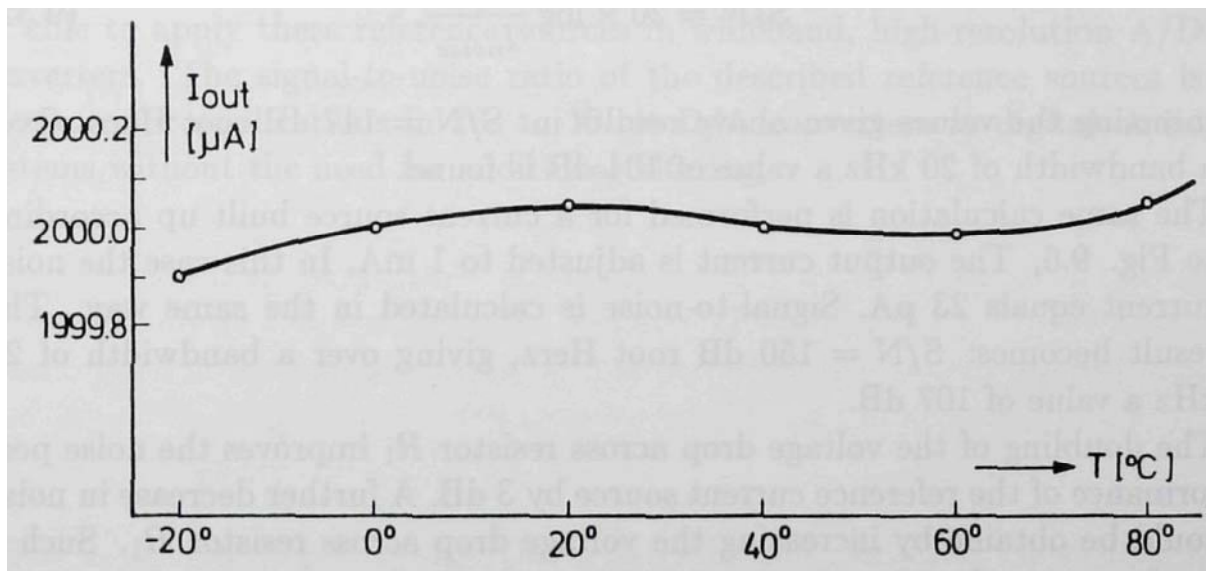


Рисунок 9.8: Детальный результат измерений опорного источника тока

9.8 Шумы опорного источника тока на запрещённой зоне

Когда опорные токовые источники применяются в А/Д преобразователях, очень важно знать шумовое поведение этих источников. Ширина полосы частот компараторов значительно больше, чем аналоговая полоса частот, которая должна быть преобразована. Поэтому в А/Д преобразователях с высоким разрешением опорный источник может ограничить максимальное разрешение преобразователя. Чтобы получить впечатление о максимальном разрешении, которое может быть достигнуто, были определены компьютерным моделированием токовые шумы опорного источника, показанного на Рис. 9.4. Если величина выходного тока равна 1 мА, выходной шумовой ток для таких размеров транзистора, что внутреннее сопротивление базы $R \ll 1/g_m$, стремится достичь величины $I_{noise} = 30$ пА. Предполагая, что битовым током старшего разряда преобразователя является выходной ток величиной 1 мА, среднеквадратичная величина синусоидального сигнала, соответствующего полной шкале преобразователя, равна 0,7 мА. Отношение сигнал/шум токового источника может быть вычислено. Получаем для плотности шумов:

$$S / N = 20 \times \log \frac{I_{signal}}{I_{noise}}. \quad (9.32)$$

Подставляя приведённые выше величины, получаем: $S/N = 147$ дБ/√Гц. Для полосы шириной 20 кГц значение составит 104 дБ.

Аналогичные вычисления были выполнены для токового источника, сконструированного согласно схеме Рис. 9.6. Выходной ток настроен на 1 мА. В этом случае шумовой ток равен 23 пА. Отношение сигнал/шум вычислено аналогичным путём. Получен результат: $S/N = 150$ дБ/√Гц, что даёт 107 дБ для полосы 20 кГц. Удвоение падения напряжения на резисторе R_I улучшает шумовые свойства опорного источника тока на 3 дБ. Увеличением падения напряжения на резисторе R_I можно получить дальнейшее уменьшение шумов. Такая конфигурация, однако, приводит к непрактичному схемному решению, поскольку каскадирование большого числа транзисторов требует большого напряжения питания.

Из анализа шумов было найдено, что наибольший вклад шумов исходит из: резистора R_I , транзистора T_1 и транзистора T_2 . Другие составляющие шума невелики и могут быть игнорированы. Кроме того необходимо отметить, что эквивалентное напряжение шумов транзистора:

$$e_{rms}^2 = 4kT \left(R_{bb} + \frac{1}{2gm} \right) \Delta f. \quad (9.33)$$

В результате увеличения опорного тока в 2 раза шумовой ток уменьшается в $\sqrt{2}$ раз или на 3 дБ. Базовые резисторы транзисторов должны быть малы в соответствие с этим – чтобы подтвердить данное положение. Отношение сигнал/шум системы по схеме Рис. 9.6 в полосе 20 кГц составит 110 дБ.

Шумовая полоса источника тока может быть уменьшена добавлением конденсатора параллельно переходу коллектор-база транзистора T_3 . Шумы уменьшаются в 10 раз для частот выше частоты среза $f_{band} = \frac{1}{2\pi RC}$.

9.9 Выводы

В интегральном исполнении могут быть созданы точные и стабильные опорные источники. Эти опорные источники используют ширину запрещённой зоны кремния как опорное напряжение. Это напряжение, соответствующее ширине запрещённой зоны, почти не зависит от температуры. Поэтому могут быть сконструированы опорные источники, использующие температурную компенсацию второго порядка, с температурным коэффициентом менее 1 ppm/°C [$10^{-6}/^\circ\text{C}$ – примечание переводчика]. Схемы на запрещённой зоне имеют хорошие шумовые свойства, но улучшения всё ещё необходимы, чтобы иметь возможность применить эти опорные источники в широкополосных А/Д преобразователях с высоким разрешением. Отношение сигнал/шум описанных опорных источников соответствует применению в Д/А преобразователях с разрешением от 16 до 18 бит в цифровых аудиосистемах без необходимости в дополнительном фильтровании.