

В. Н. ВЬЮХИН
(Новосибирск)

ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЙ ИСТОЧНИК ТОКА НА МИКРОСХЕМАХ

Настоящая работа посвящена вопросам построения высокостабильных источников тока для работы в прецизионных скоростных цифро-аналоговых преобразователях (ЦАП) и других устройствах, требующих источники тока со стабильностью 0,005% и выходным сопротивлением 100 Ом и более. Наиболее широкое распространение получили две схемы построения ЦАП: 1) ЦАП с суммированием токов на матрице $R-2R$ (ЦАПН); 2) ЦАП с суммированием напряжений на матрице $R-2R$ (ЦАПТ).

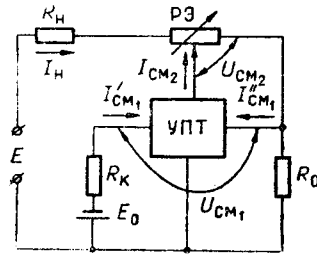


Рис. 1.

Достоинством ЦАПН является простота схемы, обусловленная использованием перекидных ключей для коммутации опорного напряжения. Однако наличие транзисторных ключей определяет следующие недостатки ЦАПН: 1) насыщенные транзисторные ключи ограничивают скорость работы ЦАПН; 2) остаточные параметры ключей U_0 и r_0 обуславливают необходимость тщательного подбора транзисторов в перекидном ключе по U_0 и r_0 или иных мер компенсации этих параметров, что в конечном счете ограничивает статическую точность ЦАПН.

ЦАПТ выполняется с использованием N (N — число разрядов ЦАПТ), линейных схем — источников тока и обладает следующими преимуществами перед ЦАПН: 1) более высокое быстродействие благодаря отсутствию насыщающихся элементов; 2) практически

полное отсутствие погрешности от диодных переключателей тока. Для построения ЦАПТ с погрешностью 0,01% необходимы источники тока, имеющие стабильность не хуже 0,005%. Погрешность ЦАПТ от конечного выходного сопротивления источника тока R_i максимальна при максимальном коде и составляет $8/9 \frac{R}{R_i}$ [1]. При $R=1$ ком R_i должно быть более $50 \cdot 10^6$ ом.

Высокостабильные источники тока строятся по компенсационной схеме (рис. 1) с использованием образцового резистора R_0 и образцового источника напряжения E_0 [$I_N = E_0 / R_0$] [2]. При предварительной стабилизации напряжения питания стабильность тока нагрузки I_N определяется температурными и временными дрейфами элементов схемы. Температурный дрейф источника тока (см. рис. 1, 2) может быть выражен формулой

$$\delta_x = \delta E_0 + \delta R_0 + \left[\frac{\Delta U_{CM1}}{E_0} + \frac{\Delta I'_{CM1} - \Delta I''_{CM1}}{I_N} \right] + \frac{\Delta I_{CM2}}{I_N} + \frac{\Delta U_{CM2}}{KE_0}, \quad (1)$$

где δE_0 и δR_0 относительный дрейф E_0 и R_0 ; ΔU_{CM1} и $(\Delta I'_{CM1} - \Delta I''_{CM1})$ — дрейф

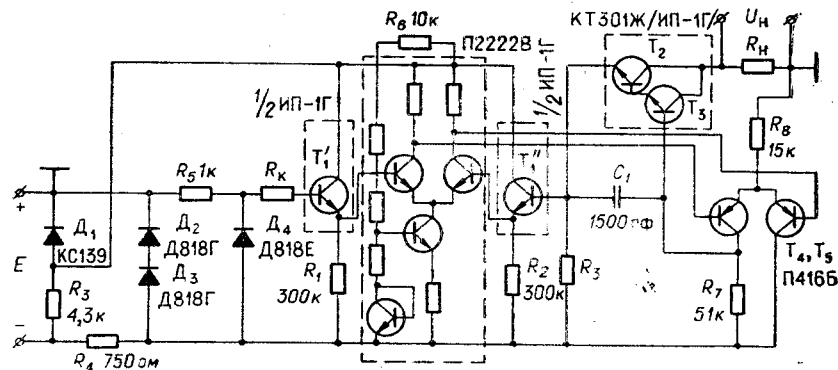


Рис. 2.

напряжения смещения и разностный дрейф токов смещения УПТ; $\Delta I_{см_2}$ и $\Delta U_{см_2}$ — дрейф тока смещения и напряжения смещения регулирующего элемента РЭ; K — коэффициент усиления УПТ.

При включении нагрузки R_n между РЭ и R_o составляющая погрешности $\Delta I_{см_2}/I_n$ отсутствует, однако при этом R_n не имеет общей точки с источником питания, что делает невозможным использование общего источника питания для разрядных источников тока в ЦАПТ. Выражение в квадратных скобках в (1) есть относительный дрейф УПТ:

$$U_{др} = \frac{U_{др_0} + I_{др_1} R_o}{E_o}; \quad i_{др_1} = \Delta I'_{см_1} - \Delta I''_{см_1}. \quad (2)$$

В дальнейшем будем полагать, что ток $I_{к_0}$ транзисторов УПТ и РЭ пренебрежимо мал, а дрейфовые составляющие токов смещения определяются [2] выражением

$$i_{др} = I_{см} \gamma_{i_6} \Delta t^\circ. \quad (3)$$

где $\gamma_{i_6} = \frac{\Delta \beta}{\beta + \Delta \beta} / \Delta t^\circ = (0,005 \div 001)$ — относительный температурный коэффициент тока базы.

Из (3) видно, что в качестве РЭ необходимо использовать составной транзистор, что одновременно повышает выходное сопротивление источника, которое для данной схемы можно выразить [2] (с учетом $r_k = \frac{1}{I_3}$):

$$R_i \approx r_{k_2} = r_k \frac{\beta_1}{1 + A}; \quad A = \frac{\beta_1}{\beta_2}. \quad (4)$$

В (4) индексом «1» обозначены параметры транзистора РЭ, работающего в режиме $I_3 \approx I_n$. Коэффициент A учитывает зависимость $\beta = f(I_3)$ [3].

Относительная погрешность от дрейфа тока $I_{см_2}$ может быть записана

$$\delta_2 = i_{др_2} / I_n = 2\gamma_{i_6} \frac{A}{\beta_1^2} \Delta t^\circ. \quad (5)$$

В схеме рис. 2 в качестве РЭ использовались транзисторы типа КТ301Ж и интегральный прерыватель типа ИП-1Г. При $I_n = 1 \text{ ма}$ $\beta_1^2/A = 5 \cdot 10^3$ для КТ301Ж и $\beta_1^2/A = 1 \cdot 10^3$ для ИП-1Г.

Рассмотрим составляющую погрешности, обусловленную дрейфом УПТ. С целью уменьшения дрейфа напряжения смещения в качестве 1-го каскада используется интегральный УПТ типа П2222В, имеющий ток смещения $I_{см} < 20 \text{ мка}$ (13 мка), разность токов смещения $\Delta I_{см} < 3 \text{ мка}$ (1,5 мка), $U_{др_0} < 20 \text{ мкв/град}$ (3 мкв/град). В скобках указаны цифры для схемы рис. 2. Из-за значительного разностного дрейфа токов смещения необходимо применять эмиттерные повторители на транзисторе типа ИП-1Г с целью снижения сопротивления источников сигналов на входах УПТ типа П2222В при $I_n < (2 \div 3) \text{ ма}$. При этом суммарный относительный дрейф входных каскадов будет составлять без учета малых дрейфов напряжений смещения ИП-1Г и П2222В

$$U'_{др} = \delta_1 = \frac{i_{др_1} r_i}{E_o} + \frac{i_{др_2} R_o}{E_o}. \quad (6)$$

где r_i — выходное сопротивление эмиттерного повторителя:

$$r_i = \frac{R_o}{\beta_{ИП} + 1} + \frac{m \varphi_T}{I_3}; \quad I_3 = I_{см_1} + I_d; \quad m > 1 \text{ [3]}; \quad I_d —$$

дополнительный ток, пропускаемый через эмиттерный переход ИП-1Г с помощью резисторов R_1, R_2 ; $\beta_{ИП}$ — коэффициент передачи ИП-1Г в режиме микротоков ($\beta_{ИП} = 15 \div 20$ при $I_3 = 40 \text{ мка}$); $i_{др_2}$ — разностный дрейф входных токов ИП-1Г, обусловленный разностью $\Delta \beta'$ коэффициентов передачи по току двух половинок ИП-1Г;

$i_{др_2} = \frac{I_3 \Delta \beta'}{\beta_2} \gamma_{i_6} \Delta t^\circ$. Ток I_d выбирается равным 30—40 мка из условия получения минимального значения δ_1 .

Приведенный ко входу относительный дрейф напряжения смещения транзисторов РЭ определяется как

$$U_{др}^* = \delta_3 = \frac{2\gamma \Delta t^p}{K E_0}, \quad (7)$$

где γ — температурный коэффициент напряжения p — n -перехода; $\gamma \approx 2$ мв/град. Коэффициент усиления 1-го каскада УПТ:

$$K_1 = \frac{2\beta R_k \parallel R_H}{2r_i + 2(r_0 + \beta r_3)}. \quad (8)$$

Для УПТ типа П2222В $R_k = (3 \div 5)$ ком; $\beta = (20 \div 30)$; $I_3 = 0,35$ ма; $R_H = 2h_{113}$ транзисторов T_3, T_4 ; $r_3 = \frac{\varphi_T}{I_3}$; $r_i = 1,25$ к при $I_H = 1$ ма. Для схемы рис. 2 $K_1' = 28$ при $I_H = 1$ ма и $K_1'' = 11$ при $I_H = 0,1$ ма. Коэффициент усиления 2-го каскада составляет $K_2 = 120$ и, следовательно, $K' = 3360$; $K'' = 1320$.

Приведенная на рис. 2 принципиальная схема источника тока имеет следующие характеристики: коэффициент стабилизации по сети $K_{ст} > 2000$; диапазон изменения напряжения на нагрузке $(0 \div 6)$ в; выходное сопротивление при $I_H = 1$ ма — $300 \cdot 10^6$ ом; временная стабильность не хуже 0,002% за три дня работы; температурная стабильность (без учета дрейфа R_0 и при $\delta E_0 < 0,002\% / 20^\circ$ С): $\delta_2' = 0,006\% / \Delta t = + (20 \div 40)^\circ$ С при $I_H = 1$ ма; $\delta_2'' = 0,015\% / 20^\circ$ С при $I_H = 0,1$ ма; $\delta_2''' = 0,004\% / 20^\circ$ С при $I_H = 5$ ма (выходной эмиттерный повторитель отсутствует).

При использовании в качестве R_0 резистора типа С5-25Т $\delta_2' = 0,009\% / 20^\circ$ С. Термокомпенсация схемы может быть осуществлена расчетным путем по известным значениям $I_{см1}'$, $I_{см1}''$ и $I_{см2}$. Однако ТКС резистора R_0 неизвестен, и поэтому лучше термокомпенсацию производить по известному температурному коэффициенту тока нагрузки K_T . Полагая, что дрейф тока I_H целиком обусловлен дрейфом УПТ, выбираем компенсирующий резистор R_k таким, чтобы относительный дрейф УПТ был равен $-K_T$:

$$\Delta R = R_0 - R_k = \frac{E_0 K_T}{\gamma i_0 I_{см1}}. \quad (9)$$

Выполненная таким способом термокомпенсация снизила погрешность δ_2' до 0,002%/20° С.

Время переключения источника диодным переключателем (при использовании высокочастотных диодов) определяется практически временем перезаряда емкости коллектор — база транзисторов РЭ и при достаточно малом выходном сопротивлении УПТ может составлять 100 нсек и менее.

Таким образом, приведенный теоретический анализ показывает, а экспериментальные данные подтверждают возможность построения источника тока, имеющего статическую погрешность $\delta < 0,005\%$ и $R_i > 100$ Мом. При наличии монолитного 2—3-каскадного УПТ с малыми токами смещения источник тока может быть реализован на двух микросхемах и двух резисторах R_0 и R_k . Остальные элементы являются общими для всех разрядов ЦАПТ.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Н. Вьюхин, А. Н. Касперович. О многоточечном аналого-цифровом преобразовании информации от датчиков сопротивления.— Методы и средства аналого-цифрового преобразования. Сб. трудов ИАЭ СО АН СССР. Новосибирск, «Наука», 1969.
2. С. Д. Додик. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока. М., «Советское радио», 1962.
3. В. И. Лебедев. Особенности транзисторных схем в микрорежиме.— Радиотехника и электроника, 1965, т. 10, № 5.

Поступило в редакцию
27 января 1969 г.