

Рис. 12. Принципиальная схема второго варианта преобразователя

- типовой и гарантированный КОСС равны 100 и 90 дБ соответственно;
- типовой и гарантированный КВНИП равны 125 и 110 дБ;
- типовой и гарантированный входной ток ДУс равны 60 и 150 нА;
- гарантированный диапазон линейного преобразования выходного тока составляет 4...22 мА;
- типовой и максимальный уровни ограничения выходного тока 31 и 38 мА.

В процессе работы микросхема XTR101AP может рассеивать значительные мощности – порядка 0,7...0,8 Вт в линейном режиме работы и более 1 Вт в режиме ограничения тока. Известно, что существует прямая зависимость между мощностью, рассеиваемой ИМС, и перегревом её кристалла относительно температуры окружающего воздуха. Повышение температуры кристалла имеет следующие негативные последствия:

- снижается надёжность работы ИМС;
- повышается погрешность преобразования входного напряжения в выходной ток, или, другими словами, снижается точность реализации выражения (13), которое является математическим описанием идеального процесса преобразования.

Ухудшение точностных параметров аналоговых ИМС при возрастании рассеиваемой ими мощности обусловлено действием тепловой обратной связи. Механизм действия тепловой обратной связи детально рассмотрен в [9]. Разработчики ИМС типа XTR101AP предусмотрели возможность значительного снижения мощности, рассеиваемой микросхемой,

путём подключения к ней внешнего $n-p-n$ -транзистора, через который протекает основная часть выходного тока преобразователя. В случае использования внешнего транзистора мощность, рассеиваемая ИМС, рассчитывается по следующей приближенной формуле:

$$P_D \approx 0,004V_S + 263(I_{OUT} - 0,004)^2. \quad (15)$$

В результате подстановки в (15) напряжения питания $V_S = 40$ В и выходного тока $I_{OUT} = 20$ мА получаем максимальную мощность $P_D \approx 0,23$ Вт, которую ИМС рассеивает в конечной точке шкалы преобразования при максимально допустимом напряжении питания. Заметим, что в этом случае внешний транзистор рассеивает мощность приблизительно 0,57 Вт. Изготовитель ИМС рекомендует использовать в схеме преобразователя внешние транзисторы типа TIP29B, TIP31B без дополнительного теплоотвода. Подключение к выводам 1, 2, 14 (на рисунке 11 не показаны) XTR101AP подстроечного резистора с номиналом 1 МОм позволяет осуществить точную подстройку нулевого напряжения смещения ДУс. Принципиальная схема второго варианта преобразователя изображена на рисунке 12.

Выше уже отмечалось, что суммарный ток источников I1, I2, входящих в состав XTR101AP, равен 2 мА. Часть этого тока протекает через выводы питания ИОУ DA1 и DA4, а оставшаяся часть – через последовательно включенные интегральные источники опорного напряжения DA2, DA3. Анализ показал, что во всех режимах работы преобразователя (в том числе,

в режиме перегрузки входным сигналом) суммарный ток потребления ИОУ DA1, DA4 находится в диапазоне 0,15...0,85 мА и, следовательно, ток, протекающий через интегральные источники опорного напряжения DA2, DA3, может изменяться в диапазоне от 1,15 до 1,85 мА. Известно [10], что интегральный источник опорного напряжения LM4040-2.5 гарантированно находится в режиме стабилизации выходного напряжения на номинальном уровне 2,5 В при изменении протекающего через него тока в диапазоне от 70 мкА до 20 мА. Поэтому во всех возможных режимах работы преобразователя питание входящих в его состав ИОУ осуществляется стабилизированным напряжением с номинальным уровнем +5 В.

Коэффициент передачи усилителя (DA1.1, C3, R3, R4) на частоте 50 Гц приблизительно равен 35,7 В/В (31 дБ). Прецизионный выпрямитель (DA1.2, C4, R5...R7) имеет два выхода (узлы, обозначенные на рисунке 12 буквами М и Р) и осуществляет однополупериодное выпрямление положительных и отрицательных полувольт входного гармонического сигнала. На первом (узел Р) и втором (узел М) выходах выпрямителя присутствуют положительное и отрицательное напряжения соответственно, пульсирующие с частотой 50 Гц, которые поступают на входы дифференциального НЧ-фильтра (DA4.1, DA4.2, C7...C12, R8...R15), осуществляющего ослабление переменных составляющих.

Усилитель сигнала датчика реализует передаточную функцию ФНЧ первого порядка. Верхняя граничная

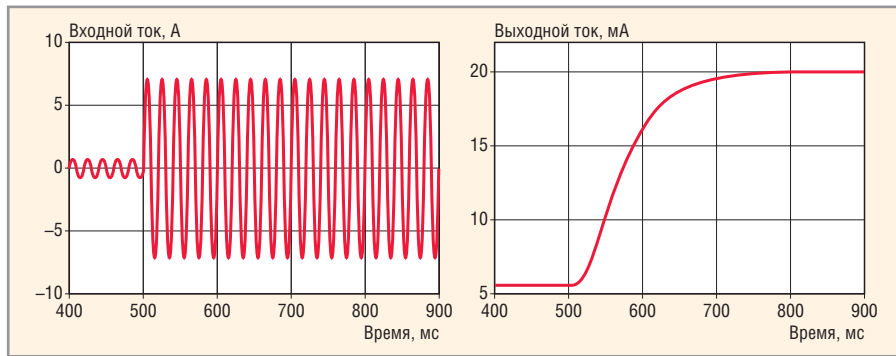


Рис. 13. Переходный процесс установления выходного тока преобразователя (схема рис. 12)

частота фильтра F_{CH} по уровню -3 дБ определяются следующей формулой:

$$F_{CH} = \frac{1}{2\pi \times 274 \times 10^3 \times 1000 \times 10^{-12}} \approx 580,8 \text{ Гц} .$$

Разделительный конденсатор C_4 на входе выпрямителя ограничивает полосу пропускания фильтра снизу. Нижняя граничная частота F_{CL} полосы пропускания по уровню -3 дБ выпрямителя рассчитывается по формуле:

$$F_{CL} = \frac{1}{2\pi R_5 C_4} = \frac{1}{2\pi \times 3,65 \times 10^3 \times 10^{-6}} \approx 4,360 \text{ Гц} .$$

Результующая АЧХ усилителя и выпрямителя совпадает с АЧХ полосового фильтра второго порядка; центральная частота F_0 фильтра равна геометрическому среднему частот F_{CH} и F_{CL} :

$$F_0 = \sqrt{F_{CH} F_{CL}} = \sqrt{580,0 \times 4,360} \approx 50 \text{ Гц} .$$

Форма результирующей ЛАЧХ усилителя и выпрямителя практически не отличается от изображенной на рисунке 4 ЛАЧХ усилителя первого варианта схемы преобразователя.

В преобразователе рекомендуется использовать следующие компоненты. Резисторы $R_3...R_7, R_{17}, R_{19}$ – прецизионные, с допуском $\pm 1\%$ и ТКС не хуже $\pm 50 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$. Остальные постоянные резисторы должны иметь допуск не хуже $\pm 5\%$. Конденсаторы C_2, C_5 – электролитические, с диапазоном рабочих температур $-40...85^\circ\text{C}$. Конденсатор C_3 – керамический с диэлектриком NPO (COG) и допуском $\pm 5\%$; C_4 – керамический конденсатор большой ёмкости типа GRM31CR61A106KA01L фирмы Murata. Конденсаторы $C_7 - C_{12}$ плёночные типа K73–17 с допуском $\pm 5\%$. Остальные конденсаторы – керамические типа K10–17 или аналогичные. Подстроечные резисторы R_{16}, R_{18} – многооборотные керметные (серии 3269, 3266, 3296 фирмы Bourns). Вместо интегральной сборки BAS125–04 малосигнальных диодов Шоттки можно использовать сборки MBD330DWT1 или BAT54SLT1 [www.onsemi.com].

Регулирование и тестирование преобразователя производится с помощью рассмотренной выше схемы (см. рис. 9). Процедуры регулировки первого и второго вариантов схем преобразователей отличаются только тем, что в схеме, приведённой на рис. 12, калибровка выходного тока 4 и 20 мА осуществляется с помощью подстроечных резисторов R_{18} и R_{16} соответственно.

Преобразователь может эксплуатироваться в следующих условиях:

- диапазон изменения температуры окружающего воздуха $-30...+50^\circ\text{C}$;
- диапазон изменения напряжения питания 12,5...40 В.

Метрологические характеристики второго варианта преобразователя в части основной и дополнительной погрешностей, а также уровня пульсаций выходного тока идентичны соответствующим характеристикам первого варианта преобразователя. Временные диаграммы переходного процесса установления выходного тока преобразователя при скачкообразном увеличении его входного тока с 0,5 до 5 А изображены на рисунке 13.

ТРЕТИЙ ВАРИАНТ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Функциональная схема третьего варианта реализации преобразователя изображена на рисунке 14. Рассмотрим особенности работы ИМС типа XTR115 в этой схеме. В её состав входят:

- стабилизатор с выходным напряжением $V_{REG} = +5$ В, которое используется для питания внешних схем – усилителя A_2 , выпрямителя A_3 и НЧ-фильтра A_4 ;
- прецизионный ИОН с $V_{REF} = +2,5$ В;

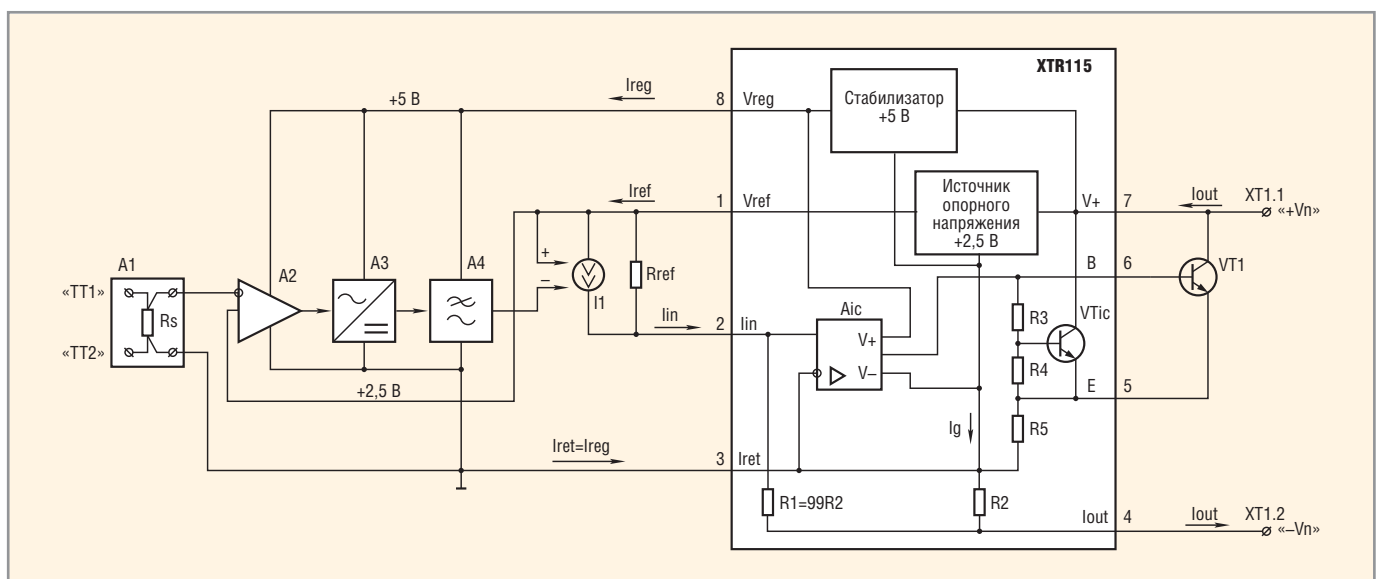


Рис. 14. Функциональная схема третьего варианта преобразователя

● усилитель тока, реализованный на ИОУ А1С, резисторах R1 – R5, а также внутреннем и внешнем транзисторах VT1с и VT1 соответственно.

Выходное напряжение ИОН микросхемы XTR115 является искусственной средней точкой однополярного напряжения питания функциональных блоков А2 – А4, поэтому в состоянии покоя (при нулевом входном токе преобразователя) на выходах этих блоков присутствует постоянное напряжение +2,5 В, а входное (управляющее) напряжение ИТУН П1 равно нулю. В процессе анализа функциональной схемы преобразователя наибольший интерес представляют не столько выходные напряжения $V_{DC\ OUT\ A3}$ и $V_{DC\ OUT\ A4}$ функциональных блоков А3 и А4, сколько их отклонения от потенциала искусственной средней точки:

$$\begin{aligned} \Delta V_{DC\ OUT\ A3} &= 2,5 - V_{DC\ OUT\ A3}, \\ \Delta V_{DC\ OUT\ A4} &= 2,5 - V_{DC\ OUT\ A4}. \end{aligned}$$

Несмотря на простоту структуры ИМС типа XTR115, принципы её работы далеко не очевидны. В общем случае XTR115 может работать в следующих режимах:

- линейном;
- нелинейном, с ограничением минимальной величины выходного тока I_{OUT} ;
- нелинейном, с ограничением максимальной величины выходного тока I_{OUT} .

Определим условия, при которых ИМС находится в каждом из трёх режимов работы, а также выведем формулы, позволяющие рассчитать сопротивление резистора R_{REF} и передаточную проводимость $G_{П1}$ ИТУН П1. На основании первого закона Кирхгофа [12] можно записать следующее выражение:

$$I_{OUT} = I_Q + I_{RET} + I_{IN} + I_{R5}, \quad (16)$$

где: I_{OUT} – выходной ток ИМС, втекающий через вывод 7 и вытекающий через вывод 4; I_{IN} – входной ток, втекающий в ИМС через вывод 2; I_Q – ток потребления ИМС при $I_{REG} = I_{REF} = I_{IN} = 0$; I_{R5} – ток, протекающий через резистор R5 ИМС; I_{RET} – возвратный ток внешней нагрузки стабилизатора +5 В, втекающий в ИМС через вывод 3 (суммарный ток, потребляемый усилителем А2, выпрямителем А3 и НЧ-фильтром А4).

Очевидно, что в схеме рис. 14 ток I_{RET} равен току I_{REG} , вытекающему из ИМС через вывод 8:

$$I_{RET} = I_{REG}. \quad (17)$$

Наибольший интерес представляет линейный режим работы ИМС, когда её входной и выходной токи связаны линейной зависимостью

$$I_{OUT} = K_1 I_{IN},$$

где K_1 – коэффициент усиления тока (безразмерный).

Обязательным условием нахождения ИМС в линейном режиме является равенство напряжений на входах ИОУ А1С. Очевидно, что это условие выполняется только в том случае, когда равны падения напряжений на резисторах R1 и R2:

$$V_{R1} = V_{R2}. \quad (18)$$

Если учесть, что через резистор R1 протекает ток I_{IN} , а через резистор R2 – сумма токов I_Q , I_{RET} и I_{R5} , то равенство (18) можно записать в следующем виде:

$$I_{IN} R_1 = (I_Q + I_{RET} + I_{R5}) R_2. \quad (19)$$

Из (16) следует, что:

$$I_Q + I_{RET} + I_{R5} = I_{OUT} - I_{IN}. \quad (20)$$

В результате подстановки (20) в (19), получаем

$$I_{IN} R_1 = (I_{OUT} - I_{IN}) R_2. \quad (21)$$

Решение уравнения (21) относительно переменной I_{OUT} даёт следующий результат:

$$I_{OUT} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) I_{IN}.$$

Если $R_1 = 99 R_2$, то зависимость выходного тока ИМС XTR115, работающей в линейном режиме, от её входного тока записывается в следующем виде:

$$I_{OUT} = 100 I_{IN}. \quad (22)$$

Из (22) следует, что в линейном режиме микросхема XTR115 является усилителем тока с коэффициентом усиления $K_1 = I_{OUT} / I_{IN} = 100$.

При работе ИМС в линейном режиме её входной ток имеет две составляющие:

$$I_{IN} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} + I_{IN\ RMS} R_S K_{A2} K_{A3} K_{A4} G_{П1}, \quad (23)$$

где: K_{A2} – коэффициент передачи усилителя на частоте 50 ПГц; $K_{A3} = \Delta V_{DC\ OUT\ 3} / V_{RMS\ OUT\ A2}$ – отношение приращения постоянной составляющей напряжения на выходе выпрямителя к с.к.з. напряжения на его входе; K_{A4} – коэффициент передачи на постоянном токе фильтра А4; $G_{П1} = I_{OUT\ П1} / V_{DC\ OUT\ A4}$ – передаточная проводимость ИТУН П1.

В результате подстановки (23) в (22) получаем:

$$I_{IN} = 100 \frac{V_{REF}}{R_{REF}} +$$

$$+ 100 I_{IN\ RMS} R_S K_{A2} K_{A3} K_{A4} G_{П1}. \quad (24)$$

Очевидно, что первое слагаемое выражения (24) должно быть равным 4 мА, а второе слагаемое при входном токе $I_{IN\ RMS} = 5$ А должно быть равным 16 мА:

$$100 \frac{V_{REF}}{R_{REF}} = 0,004, \quad (25)$$

$$500 R_S K_{A2} K_{A3} K_{A4} G_{П1} = 0,016. \quad (26)$$

После преобразований (25) и (26) получаем простые формулы, которые позволяют рассчитать сопротивление резистора R_{REF} и передаточную проводимость ИТУН П1:

$$R_{REF} = \frac{V_{REF}}{40 \times 10^{-6}}, \quad (27)$$

$$G_{П1} = \frac{3,2 \times 10^{-5}}{R_S K_{A2} K_{A3} K_{A4}}. \quad (28)$$

Микросхема XTR115 работает в нелинейном режиме ограничения минимальной величины выходного тока I_{OUT} , когда выполняется условие:

$$V_{R1} < V_{R2}. \quad (29)$$

При этом ИОУ А1С находится в состоянии насыщения выхода, при котором его выходное напряжение близко к нулю и, следовательно, закрыты транзисторы VT1с и VT1, а ток, протекающий через резистор R5, равен нулю:

$$I_{R5} = 0. \quad (30)$$

С учётом (17), (19) и (30) условие (29) можно записать в следующем виде:

$$I_{IN} R_1 < (I_Q + I_{REG}) R_2. \quad (31)$$

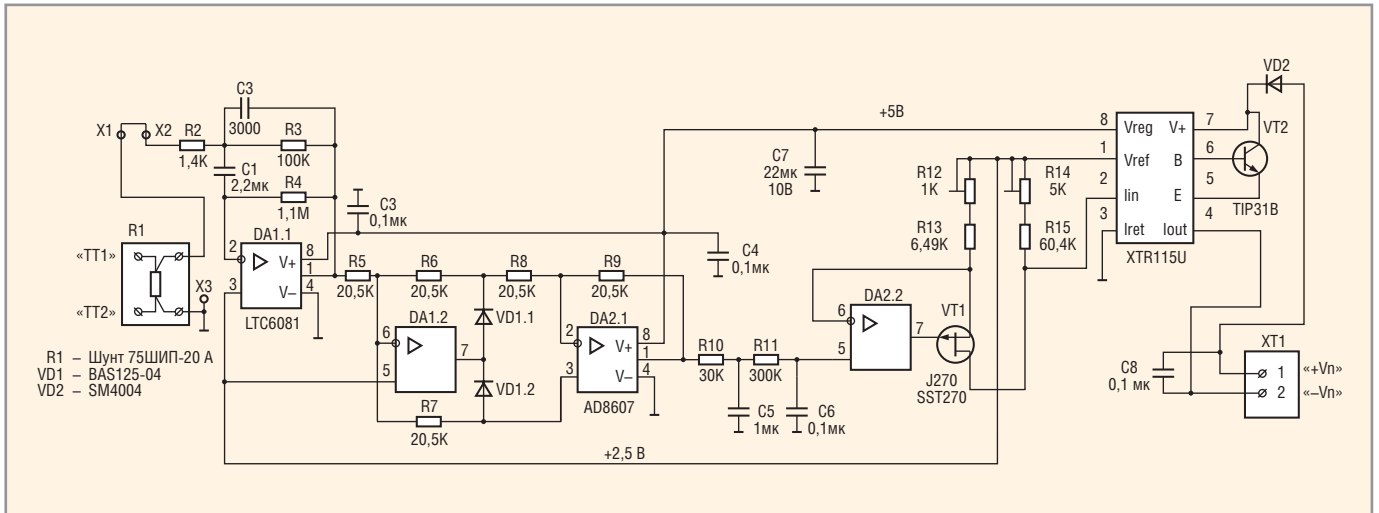


Рис. 15. Принципиальная схема третьего варианта преобразователя

Если $R_1 = 99R_2$, то условие (31) нахождения ИМС в нелинейном режиме ограничения минимальной величины выходного тока I_{OUT} можно упростить:

$$I_{IN} < \frac{I_Q + I_{REG}}{99}. \quad (32)$$

При выполнении условия (32) ток $I_{R5} = 0$, и, следовательно, в соответствии с (16), выходной ток ИМС определяется выражением:

$$I_{IN} < \frac{I_Q + I_{REG}}{99}. \quad (33)$$

Из неравенства (33) следует, что при увеличении входного тока I_{IN} от нуля до $(I_Q + I_{REG})/99$ выходной ток I_{OUT} возрастает с величины $(I_Q + I_{REG})$ до величины, приблизительно равной $1,01(I_Q + I_{REG})$, т.е. крайне незначительно (на 1%). Таким образом, при выполнении условия (32) выходной ток XTR115 практически не зависит от её входного тока и зафиксирован на уровне $I_{OUT\ MIN} \approx I_Q + I_{REG}$.

Когда входное напряжение преобразователя (см. рис. 14) равно нулю, входной ток XTR115 минимален и равен току смещения I_{REF} :

$$I_{IN\ MIN} = I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} = 40\ \mu A. \quad (34)$$

Из (32) и (34) следует, что XTR115 в схеме рис. 14 гарантированно находится в линейном режиме работы, если выполняется условие $I_Q + I_{REG} < < 3,96\ mA$.

В технической документации на ИМС типа XTR115 указано, что при любых допустимых условиях эксплуатации ток I_Q , потребляемый микросхемой, не превышает 0,3 мА. Таким образом, XTR115 гарантиро-

ванно находится в линейном режиме работы, если суммарный ток потребления функциональных блоков А2 – А4, или, что то же самое, выходной ток стабилизатора +5 В ИМС не превышает

$$I_{REG} \leq 3,96\ mA - 0,3\ mA = 3,66\ mA. \quad (35)$$

Следует отметить, что необходимость выполнения условия (35) накладывает существенные ограничения на выбор типов ИОУ и номиналов резисторов, используемых в функциональных блоках А2 – А4.

Выше было показано, что в линейном режиме входной и выходной токи ИМС типа XTR115 связаны зависимостью $I_{OUT} = 100I_{IN}$. С ростом входного тока увеличивается падение напряжения на резисторе R5, а также напряжение на выходе ИОУ А_{IC}:

$$\begin{aligned} V_{R5} &= (I_{OUT} - I_Q - I_{REG})R_5, \\ V_{OUT\ OPA} &= V_{R5} + V_{BE\ VT1} \approx \\ &\approx (I_{OUT} - I_Q - I_{REG})R_5 + 0,7\ В. \end{aligned}$$

В последнем выражении $V_{BE\ VT1} \approx \approx 0,7\ В$ – падение напряжения на переходе база-эмиттер транзистора VT1. Очевидно, что при монотонном увеличении входного (и, соответственно, выходного) тока ИМС неизбежно наступает момент, когда ИОУ А_{IC} оказывается в режиме насыщения выхода, когда его выходное напряжение ограничивается на уровне

$$V_{OUT\ OPA\ LIM} \approx I_{OUT\ LIM}R_5 + V_{BE\ VT1}. \quad (36)$$

В этом случае ИМС работает в нелинейном режиме ограничения максимальной величины выходного тока, величина которого находится как ре-

шение уравнения (36) относительно переменной $I_{OUT\ LIM}$:

$$I_{OUT\ LIM} \approx \frac{V_{OUT\ OPA\ LIM} - V_{BE\ VT1}}{R_5}.$$

В документации на ИМС типа XTR115 указано, что типовой ток $I_{OUT\ LIM}$ равен 32 мА, при этом гарантируется выполнение условия $I_{OUT\ LIM} > 25\ mA$ при любых допустимых условиях эксплуатации ИМС.

Микросхема XTR115 изначально разработана для совместного использования с внешним n–p–n-транзистором, через который протекает основная часть выходного тока I_{OUT} . В предельном случае (напряжение питания $V_S = 36\ В$, выходной ток ограничен на уровне $I_{OUT\ LIM} \approx 33\ mA$) внешний транзистор VT1 рассеивает мощность порядка 1 Вт. Следует отметить, что транзисторы в корпусах TO-220 могут использоваться в схеме преобразователя без дополнительного теплоотвода. Изготовитель ИМС XTR115 рекомендует использовать внешние транзисторы TIP29C, TIP31B и 2N4922. Параметры микросхемы XTR115 нормируются в температурном диапазоне $-40...+85^\circ C$, однако эксплуатация микросхем допускается в диапазоне температур $-55...+125^\circ C$.

Принципиальная схема третьего варианта преобразователя, в которой используется ИМС типа XTR115, изображена на рисунке 15.

Усилитель сигнала датчика тока (DA1.1, C1, C2, R2...R4) отличается от рассмотренного выше усилителя (см. рис.3) только номиналами компонентов и характеризуется следующими параметрами:

- коэффициент усиления на частоте 50 Гц равен 65,5 В/В (36,2 дБ);

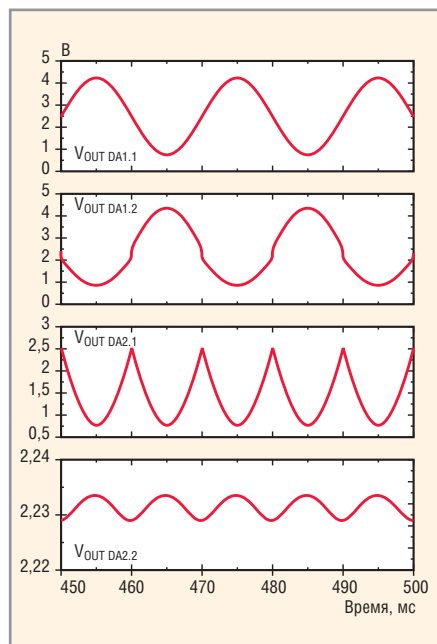


Рис. 16. Временные диаграммы выходных напряжений ИОУ

- полоса пропускания по уровню -3 дБ равна 4,34...580 Гц.

Работа схемы прецизионного двухполупериодного выпрямителя (DA1.2, DA2.1, R5...R9) детально рассмотрена в [13, 14]. Мгновенное значение выходного напряжения $V_{OUT\ DA2.1}(t)$ выпрямителя связано с с.к.з. входного тока $I_{IN\ RMS}$ преобразователя следующим выражением:

$$V_{OUT\ DA2.1}(t) = 2,5 - |R_1 G I_{IN\ RMS} \sqrt{2} \sin(2\pi \times 50t)|, \quad (37)$$

где: R_1 – сопротивление датчика тока; G – коэффициент передачи усилителя на частоте 50 Гц.

Из формул разложения периодических функций в ряд Фурье [12] следует, что постоянная составляющая модуля гармонического колебания меньше амплитуды этого колебания в число раз, равное $2/\pi$. С учётом этого выражение для постоянной составляющей $V_{DC\ LP}$ выходного напряжения двухзвенного лестничного пассивного НЧ-фильтра (C5, C6, R10, R11) записывается в следующем виде:

$$V_{DC\ LP} = 2,5 - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 G I_{IN\ RMS}. \quad (38)$$

Источник тока, управляемый напряжением, реализован на компонентах DA2.2, VT1, R12, R13. В линейном режиме работы преобразователя напряжения на входах ИОУ DA2.2 равны, и к последовательно соединённым резисторам R12, R13

прикладывается разность напряжений $V_{REF} = 2,5$ В внутреннего ИОН микросхемы XTR115 и выходного напряжения $V_{DC\ LP}$ ФНЧ:

$$V_{R12,R13} = 2,5 - V_{DC\ LP} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 G I_{IN\ RMS}. \quad (39)$$

Ток, протекающий через резисторы R12, R13 и транзистор VT1, является выходным током I_{I1} ИТУН:

$$I_{I1} = \frac{V_{R12,R13}}{R_{12} + R_{13}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_1 G I_{IN\ RMS}}{R_{12} + R_{13}}. \quad (40)$$

Через резисторы R14, R15 протекает ток

$$I_{R14,R15} = \frac{V_{REF}}{R_{14} + R_{15}} = \frac{2,5}{R_{14} + R_{15}}. \quad (41)$$

Входной ток I_{IN} микросхемы XTR115 равен сумме токов $I_{R14,R15}$ и I_{I1} :

$$I_{IN} = I_{R14,R15} + I_{I1} = \frac{2,5}{R_{14} + R_{15}} + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_1 G I_{IN\ RMS}}{R_{12} + R_{13}}. \quad (42)$$

В результате подстановки (42) в (22) получаем:

$$I_{OUT} = 100I_{IN} \approx \frac{250}{R_{14} + R_{15}} + 90,0316 \frac{R_1 G I_{IN\ RMS}}{R_{12} + R_{13}}. \quad (43)$$

Если учесть, что первое слагаемое выражения (43) должно тождественно равняться 4 мА, а второе слагаемое при входном токе преобразователя $I_{IN\ RMS} = 5$ А должно равняться 16 мА, то можно записать следующие формулы, позволяющие рассчитать сопротивления резисторов R12 – R15:

$$R_{12} + R_{13} \approx 281135R_1G, \quad (44)$$

$$R_{14} + R_{15} = 250/0,004 = 62,5 \text{ кОм}. \quad (45)$$

Известно, что при прочих равных условиях составляющие ошибки преобразования тока, обусловленные неидеальностями выпрямителя и ИТУН, уменьшаются при увеличении уровней входных сигналов, т.е. при увеличении коэффициента передачи G усилителя сигнала датчика. Максимальное значение коэффициента усиления G ограничено напряжениями насыщения выходов ИОУ

схемы преобразователя. У верхней границы динамического диапазона (неискаженной передачи сигнала) наиболее «слабым местом» является ИОУ DA1.2 (при монотонном увеличении уровня входного сигнала преобразователя выход этого ИОУ насыщается первым). Желательно выбирать такое значение G , при котором начало процесса насыщения выходу ИОУ DA1.2 соответствует входному току преобразователя $I_{IN\ RMS} = 6,0...6,5$ А. Работу схемы преобразователя иллюстрируют временные диаграммы выходных напряжений ОУ DA1, DA2 (см. рис. 16), которые соответствуют входному току преобразователя $I_{IN\ RMS} = 5$ А.

В схеме преобразователя использованы прецизионные КМОП Rail-to-Rail ИОУ типа LT6081 [www.linear.com] и AD8607 [www.analog.com] с малыми токами потребления. Полевой транзистор J270 [www.vishay.com] можно заменить отечественным транзистором КП103Е. Резисторы R4, R10, R11 должны иметь допуск не более $\pm 5\%$, а остальные постоянные резисторы должны иметь допуск не более $\pm 1\%$ и ТКС не хуже $\pm 50 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$. Конденсаторы C1, C5, C6 – плёночные типа К73–17 с допуском $\pm 5\%$. Конденсатор C2 – керамический с диэлектриком NP0 (COG) и допуском $\pm 5\%$. Конденсатор C7 – электролитический, с диапазоном рабочих температур $-40...85^\circ\text{C}$. Остальные конденсаторы – керамические типа К10–17 или аналогичные. Подстроечные резисторы R12, R14 – многооборотные керметные.

Калибровка выходных токов преобразователя 4 и 20 мА осуществляется с помощью подстроечных резисторов R14 и R12 соответственно. Третий вариант схемы преобразователя отличаются от двух рассмотренных ранее только следующими параметрами:

- диапазон изменения напряжения питания 8,5...36 В;
- амплитуда пульсаций выходного тока преобразователя не превышает 0,2% от текущего значения постоянной составляющей этого тока;
- время установления выходного тока преобразователя с погрешностью 1% при скачкообразном изменении входного тока не более 0,22 с;
- гарантированный диапазон линейного преобразования выходного тока 4...23 мА;
- уровень ограничения выходного тока не более 32 мА.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Большинство трудностей, с которыми пришлось столкнуться в процессе разработки преобразователей, обусловлены следующими ограничениями:

- ток, потребляемый схемой обработки сигнала датчика тока, не может превышать 4 мА;
- схема, осуществляющая обработку сигнала датчика тока, питается однополярным напряжением, которое имеет достаточно низкий уровень (не более 5 В).

До недавнего времени выполнение высокоточных преобразований сигнала (усиление, выпрямление, подавление пульсаций, преобразование напряжения в ток) при наличии указанных выше ограничений было весьма проблематичным. Успешно преодолеть указанные трудности позволяет использование современных аналоговых ИМС, которые характеризуются уникальным сочетанием статических, динамических, энергетических и эксплуатационных параметров [2, 8, 10, 11, 15, 16].

Автор надеется, что рассмотренные схемотехнические решения функ-

циональных блоков, входящих в состав преобразователей тока, могут быть использованы разработчиками в процессе проектирования преобразователей различных физических величин (температуры, влажности, давления, деформации и др.) в унифицированный токовый сигнал 4...20 мА. Разумеется, указанные схемотехнические решения могут использоваться и в других устройствах, к которым предъявляются жёсткие требования в части напряжения питания и тока потребления.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Мусин А.М.* Аварийные режимы асинхронных электродвигателей и способы их защиты. Колос, 1979.
2. Precision Low Noise CMOS Rail-to-Rail Operational Amplifier AD8605/AD8606/ AD8608, Datasheet, Analog Devices Inc., 2003.
3. CMOS Rail-to-Rail Input and Output Operational Amplifier LMC6482. Datasheet. National Semiconductor. 1997.
4. *Полонников Д.Е.* Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. Энергоатомиздат, 1983.
5. *Достал И.* Операционные усилители. Мир, 1982.
6. *Цывинский В.Г., Быков В.Е.* Измерение напряжений инфразвуковых частот. Энергоатомиздат, 1985.
7. Low Current Three-Terminal Adjustable Positive Voltage Regulator LM317L. Semiconductor Technical Data. Motorola Inc., 1996.
8. XTR101: Precision, Low Drift 4-20mA Two-Wire Transmitter. Data Sheet SBOS146A, Texas Instruments Inc. October 1986, Revised August 2004.
9. The Monolithic Operational Amplifier: A Tutorial Study. Application Note AN-A. National Semiconductor. December 1974.
10. Precision Micropower Shunt Voltage Reference LM4040/4041. Datasheet. Micrel Inc., August 2004.
11. 4-20mA Current Loop Transmitters XTR115/XTR116. Datasheet SBOS124A. Texas Instruments Inc., January 2000.
12. *Бессонов Л.А.* Теоретические основы электротехники. Высшая школа, 1973.
13. *Гутников В.С.* Интегральная электроника в измерительных устройствах. Энергоатомиздат, 1988.
14. Справочник по нелинейным схемам. Под ред. *Д. Шейнголда.* Мир, 1977.
15. LTC6081/LTC6082 Precision Dual/ Quad CMOS Rail-to-Rail Input/Output Amplifiers. Datasheet. Linear Technology Corp., 2007.
16. LMV431/LMV431A/LMV431B Low-Voltage (1.24V) Adjustable Precision Shunt Regulators. Datasheet. National Semiconductor Corp., May 2005. 