

# Прецизионные преобразователи переменного тока 0...5 А в постоянный ток 4...20 мА

(часть 1)

Сергей Лоцицкий (г. Брянск)

В современном промышленном производстве основными источниками механической энергии являются электродвигатели переменного тока. При их эксплуатации возникает необходимость в измерении и регистрации различных электрических, энергетических и механических величин, характеризующих режим работы двигателя. В статье рассматриваются три варианта схемы, позволяющей преобразовать ток потребления двигателя в унифицированный токовый сигнал 4...20 мА.

Ток потребления асинхронного электродвигателя пропорционален механической нагрузке на его валу. В штатном режиме работы технологического оборудования механическая нагрузка на валу двигателя изменяется в заданных пределах, которым соответствует определённый диапазон изменения тока, потребляемого двигателем. Таким образом, постоянный мониторинг тока двигателя позволяет контролировать величину механической нагрузки на его валу и своевременно выявлять нежелательные изменения режима работы технологического оборудования. Во многих случаях информация об отклонении тока потребления двигателя от желаемой (заданной) величины позволяет осуществлять целенаправленное изменение режима работы оборудования, в результате которого достигаются следующие цели:

- повышается производительность работы технологической установки;
- уменьшается расход электроэнергии;
- двигатель гарантированно находится в безопасном (регламентированном) режиме работы.

Поясним сказанное конкретным примером. В большинстве моделей круглопильных станков, предназначенных для распиловки древесины, используется два электродвигателя: пильный двигатель и двигатель подачи. Первый, достаточно мощный (20...30 кВт) двигатель использует-

ся для привода дисковой пилы, а второй, сравнительно маломощный (1,5...3 кВт) двигатель осуществляет подачу пиломатериала к дисковой пиле. Ток потребления пильного двигателя зависит от следующих факторов:

- скорости подачи пиломатериала;
- свойств пиломатериала (толщины, влажности, породы древесины и т.п.);
- состояния режущих кромок (зубьев) пилы.

При фиксированной скорости подачи пиломатериала номинальная мощность пильного двигателя выбирается, исходя из режима работы двигателя в самых неблагоприятных условиях (при совпадении неблагоприятных факторов эксплуатации). Очевидно, что в этом случае двигатель большую часть времени работает в недогруженном режиме, следствием чего является завышенный расход электроэнергии и низкая эффективность использования энергетических возможностей двигателя. Указанные недостатки позволяют устранить использование системы автоматического регулирования (САР), осуществляющей стабилизацию тока потребления пильного двигателя на заданном уровне путём соответствующего изменения скорости подачи пиломатериала.

Реализация такой системы связана со следующими проблемами:

- питание двигателя подачи должно осуществляться от частотно-регулируемого преобразователя (ЧРП), позволяющего изменять

скорость вращения вала двигателя в широких пределах;

- в состав станка необходимо включить устройство, преобразующее ток потребления пильного двигателя в унифицированный токовый сигнал 4...20 мА.

Других аппаратурных затрат не требуется, поскольку все современные ЧРП имеют вход управления частотой выходного напряжения унифицированным токовым сигналом и реализуют закон ПИД-регулирования, параметры которого могут варьироваться пользователями в широких пределах. В результате стабилизации тока потребления пильного двигателя на заданном уровне станок приобретает ряд положительных качеств:

- повышается производительность станка, поскольку скорость подачи пиломатериала автоматически подстраивается под свойства древесины;
- уменьшается расход электроэнергии, поскольку пильный двигатель работает в режиме, близком к номинальному;
- механическая нагрузка на валу пильного двигателя является постоянной, и, следовательно, уменьшается вероятность перегрузки двигателя.

Внезапная авария оборудования обычно сопровождается значительным и быстрым увеличением или уменьшением тока потребления двигателя, осуществляющего привод соответствующего механизма. Так, например, при обрыве ленты транспортёра ток двигателя его привода уменьшается в 1,5...4 раза, а в случае заклинивания редуктора бетономешалки ток двигателя её привода возрастает в 2...6 раз. Очевидно, что быстрое обнаружение аварийной ситуации позволяет оперативно принять меры (прекратить подачу груза на ленту транс-

портёра, выключить двигатель бетономешалки), которые минимизируют негативные последствия.

В настоящее время для контроля и управления работой промышленного оборудования широко используются интеллектуальные устройства, в состав которых обычно входят:

- датчики (первичные преобразователи);
- устройства первичной аналоговой обработки сигналов датчиков;
- аналого-цифровые преобразователи (АЦП);
- управляющая цифровая вычислительная машина (УЦВМ);
- устройства индикации и сигнализации;
- устройства сопряжения УЦВМ с исполнительными механизмами технологического оборудования;
- линии связи.

Промышленные установки часто размещаются на значительной площади, а их отдельные компоненты работают в жёстких условиях эксплуатации. В частности, исполнительные электродвигатели оборудования нередко работают в условиях больших перепадов температуры, влажности и давления, а также подвергаются воздействию пыли, вибрации, ударов и агрессивных паров, содержащихся в окружающем воздухе. Уровень помех в силовой питающей сети, к которой периодически подключаются мощные двигатели и другие силовые установки, весьма высокий. Поэтому разработчики промышленной автоматики стараются воплотить в жизнь следующий принцип: в непосредственной близости от силового технологического оборудования должно располагаться только минимально необходимое количество электронных блоков, а их основная часть должна размещаться в удалённом помещении с контролируемыми условиями. Типичную ситуацию иллюстрирует рисунок 1, на котором изображены фрагменты схем силового шкафа и устройства контроля и управления, а также линия связи, выполненная в виде витой пары проводов.

Пусковая аппаратура (автоматический прерыватель QF1 и пускатель KM1), унифицированный трансформатор тока TA1 с отношением величин максимальных токов

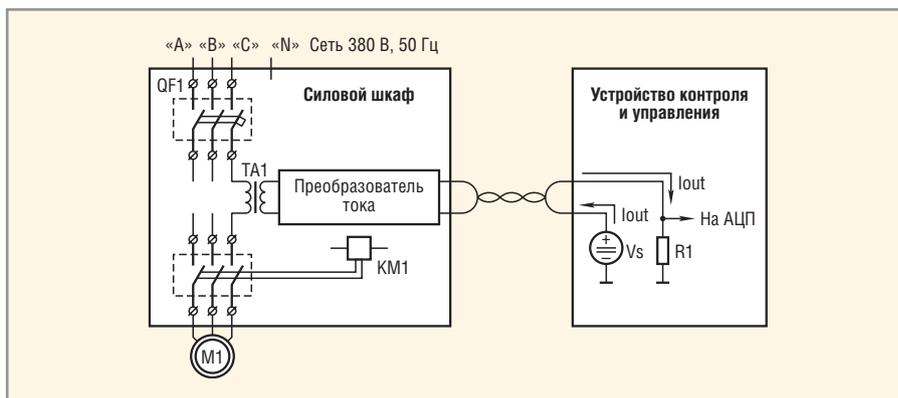


Рис. 1. Фрагменты схем силового шкафа и устройства управления

первичной и вторичной обмоток  $I_{W1 MAX}/5$  А, а также преобразователь переменного тока 0...5 А в постоянный ток 4...20 мА конструктивно размещены в силовом шкафу, который обычно устанавливается в производственном помещении или на открытом воздухе в непосредственной близости от технологического оборудования (электродвигателя M1). Резистор R1, преобразующий токовый сигнал в уровень напряжения, и источник питания  $V_s$  входят в состав устройства управления, которое может быть удалено от силового шкафа на значительное расстояние (сотни метров).

Следует заметить, что устройства первичной обработки сигналов датчиков с унифицированным выходным токовым сигналом 4...20 мА широко используются в промышленной автоматике. Популярность стандартного интерфейса типа «токовая петля» объясняется следующими факторами:

- питание схемы обработки сигнала датчика и передача выходного информационного токового сигнала устройства осуществляется по двум проводам, которые одновременно выполняют как функцию информационной линии связи, так и функцию обеспечения устройства электропитанием;
- представление информационного выходного сигнала в виде уровня постоянного тока и использование в качестве линии связи витой пары проводов обеспечивает высокую помехоустойчивость передачи информации на значительные расстояния;
- паразитные параметры линии связи (омическое сопротивление, распределённые ёмкость и индуктивность) практически не влияют

на точность передачи информационного сигнала.

Единственным критичным параметром является сопротивление RLEAKAGE утечки (изоляции) между парой проводов линии связи. Составляющая погрешности преобразования переменного тока в постоянный, обусловленная конечной величиной сопротивления утечки линии связи, не превышает 0,1% при выполнении следующего условия:

$$R_{LEAKAGE} \geq 1000(r + R_1), \quad (1)$$

где:  $r$  – суммарное омическое сопротивление пары проводов линии связи;  $R_1$  – сопротивление датчика тока (резистора R1 на рисунке 1) на приёмном конце линии связи. Обычно величины сопротивлений  $r$  и  $R_1$  находятся внутри диапазонов значений 10...100 и 50...250 Ом соответственно. Подстановка указанных сопротивлений в формулу (1) показывает, что сопротивление утечки линии связи  $R_{LEAKAGE}$  должно быть не менее 60...350 кОм при любых допустимых условиях эксплуатации.

Важно понимать, что в интерфейсе «токовая петля» непосредственное соединение с «глобальной землёй» имеет только приёмник сигнала (на рисунке 1 с «глобальной землёй» соединены источник питания  $V_s$  и резистор R1). Схема преобразователя является «плавающей»: потенциалы её узлов относительно «глобальной земли» изменяются при вариациях величин выходного тока  $I_{OUT}$  преобразователя, сопротивления  $r$  двухпроводной линии связи и напряжения  $V_s$  источника питания. Зависимость узловых напряжений преобразователя от текущих величин  $I_{OUT}$ ,  $r$  и  $V_s$  затрудняет анализ схемы преобразователя. Анализ

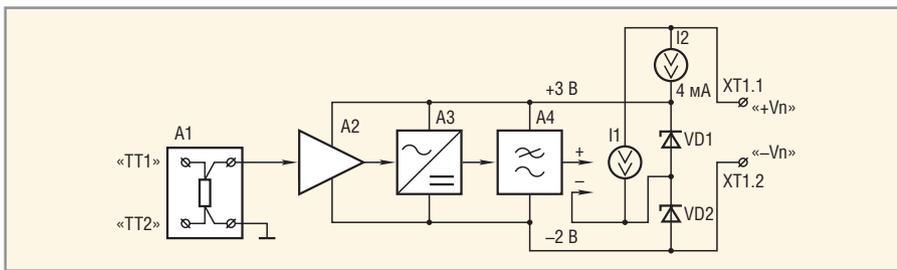


Рис. 2. Функциональная схема преобразователя тока

упрощается, если измерять узловые напряжения относительно некоторого (в общем случае любого) узла схемы преобразователя, который можно условно считать «локальной землей». В приводимых ниже функциональных и принципиальных схемах преобразователя для обозначения «локальной земли» используется общепринятый графический символ общего проводника схемы.

### Первый вариант схемы преобразователя

Функциональная схема первого варианта реализации преобразователя изображена на рисунке 2. В состав преобразователя входят:

- датчик тока A1, преобразующий выходной ток трансформатора тока в пропорциональный уровень переменного напряжения;
- усилитель A2 выходного сигнала датчика тока;
- прецизионный выпрямитель A3;
- фильтр низкой частоты A4, подавляющий пульсации выпрямленного напряжения;
- источник тока I1, управляемый напряжением (ИТУН);
- источник питания функциональных блоков A2, A3, A4, реализованный на стабилитронах VD1, VD2 и источнике постоянного тока I2.

В идеальном случае функциональные блоки A1 – A4 и ИТУН I1 осуществляют преобразование входного переменного тока  $I_{IN\ RMS}$  в выходной постоянный ток  $I_{1\ DC}$  в соответствии с выражением:

$$I_{1DC} [mA] = 3,2I_{IN\ RMS} [A]. \quad (2)$$

Очевидно, что выходной ток  $I_{OUT\ DC}$  преобразователя равен сумме токов источников  $I_1$  и  $I_2$ :

$$I_{OUTDC} [mA] = 4 + 3,2I_{IN\ RMS} [A]. \quad (3)$$

Если учесть, что ток двигателя  $I_{M\ RMS}$  отличается от входного тока  $I_{IN\ RMS}$

преобразователя в число раз, равное коэффициенту  $K_{TR} = I_{W1\ MAX}/5$  трансформации трансформатора тока, то формулу (3) можно записать в следующем виде:

$$I_{OUTDC} [mA] = 4 + \frac{3,2I_{M\ RMS} [A]}{K_{TR}} = 4 + 16 \frac{I_{M\ RMS} [A]}{I_{W1\ MAX} [A]}. \quad (4)$$

Если, например, используется трансформатор тока с отношением токов первичной и вторичной обмоток 100 А/5 А, то выходной ток преобразователя связан с током потребления двигателя соотношением:

$$I_{OUTDC} [mA] = 4 + 0,16I_{M\ RMS} [A]. \quad (5)$$

Часть тока источника I2 используется для питания функциональных блоков A2 – A4, а оставшаяся часть тока этого источника протекает через стабилитроны VD1 и VD2, которые осуществляют стабилизацию питающих напряжений на уровнях +3 В и –2 В. Таким образом, суммарный ток  $I_S$ , потребляемый схемами обработки сигнала преобразователя, не должен превышать величины, определяемой формулой:

$$I_S [mA] \leq 4 - I_{REF\ MIN} [mA]. \quad (6)$$

В формуле (6)  $I_{REF\ MIN}$  является минимальным током стабилитронов VD1 и VD2, при котором они обеспечивают стабилизацию питающих напряжений. Поэтому необходимость выполнения условия (6) накладывает достаточно жесткие ограничения на выбор активных компонентов, используемых в преобразователе.

Долговременная стабильность параметров преобразователя во многом определяется правильностью выбора типа токоизмерительного резистора, который преобразует

ток вторичной обмотки трансформатора тока в пропорциональный уровень напряжения. В настоящее время наибольшее распространение получили трансформаторы тока, которые характеризуются следующими параметрами:

- класс точности 0,5...3,0;
- максимальный ток первичной обмотки 40...4000 А;
- номинальный ток вторичной цепи 5 А;
- максимальная мощность измерительной (вторичной) цепи, при которой гарантируется указанный класс точности трансформатора, 2,5...100 ВА.

Известно [1], что в момент пуска двигателя ток его потребления скачком возрастает до величины, в 3...7 раз превышающей номинальный ток потребления, и далее, по мере разгона двигателя, монотонно уменьшается до некоторой стационарной величины, зависящей от мощности и нагрузки двигателя. Продолжительность пуска (разгона) двигателя определяется его мощностью, а также характером механической нагрузки на валу, и обычно составляет 2...10 с [1]. Мощности, рассеиваемые токоизмерительным резистором в номинальном режиме работы двигателя и на начальной стадии его пуска (разгона), отличаются в число раз, равное квадрату отношения номинального и максимального пускового токов двигателя (в худшем случае 50 раз). Значительные мощности, рассеиваемые датчиком тока в процессе пуска двигателя, не должны вызывать необратимых изменений сопротивления датчика. Очевидно, что при уменьшении сопротивления датчика тока пропорционально снижается рассеиваемая им мощность (см. таблицу 1), но при этом снижается и уровень полезного сигнала (падение напряжения на резисторе).

Компромиссное значение сопротивления датчика, обеспечивающее приемлемые уровни полезного сигнала и рассеиваемой датчиком мощности, находится в диапазоне 0,002...0,02 Ом. В качестве датчика тока могут использоваться любые мощные низкоомные прецизионные резисторы, например, выпускаемые фирмами Vishay и Bourns. Однако анализ доступных источников информации показал, что макси-

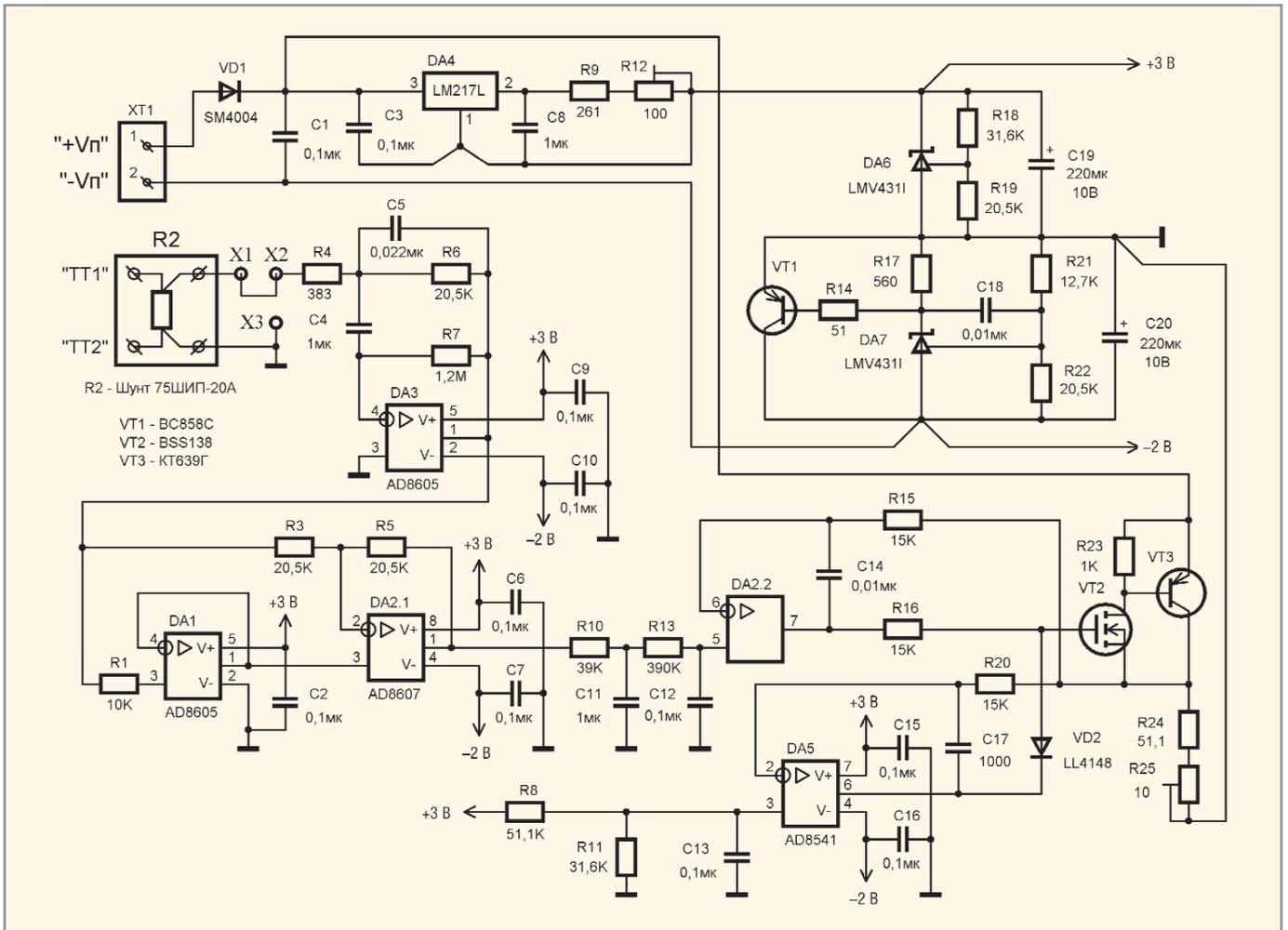


Рис. 3. Принципиальная схема первого варианта преобразователя

мальный технико-экономический эффект достигается при использовании в качестве датчика тока унифицированных измерительных шунтов тока, специально разработанных для преобразования больших токов в пропорциональные уровни напряжений.

В пользу данного утверждения можно привести следующие доводы:

- отечественные производители [www.enmakso.ru, www.elpribor.ru] выпускают и реализуют по разумным ценам большой ассортимент измерительных шунтов тока;
- шунты тока имеют достаточно высокие метрологические характеристики (наибольшее распространение получили шунты тока класса точности 0,5);
- измерительные шунты тока имеют четыре клеммы (две «токовые» и две «потенциальные»), с помощью которых они подключаются к трансформатору тока и преобразователю отдельными парами проводов. При четырёхпроводном подключении шунта входное

напряжение усилителя А2 (см. рис. 2) практически не зависит от сопротивления соединительных проводов и в точности равно падению напряжения на калиброванном сопротивлении шунта.

В рассматриваемых ниже схемах преобразователей в качестве датчика тока используется измерительный шунт типа 75ШИП-20А-0,5 [www.enmakso.ru], который характеризуется следующими параметрами:

- номинальный ток 20 А;
- номинальное сопротивление 0,00375 Ом;
- класс точности 0,5;
- шунт выдерживает длительную перегрузку током, равным 120% от номинального тока, в течение 2 ч;

- шунт выдерживает трёхкратную токовую перегрузку в течение 5 с и 10-кратную перегрузку в течение 0,5 с;

• габариты шунта 100 × 20 × 13 мм.  
 Полным аналогом шунта 75ШИП-20А-0,5 является измерительный шунт 75ШСМ-20А-0,5. Конечной точке шкалы преобразования (т.е. входному току преобразователя 5 А) соответствует падение напряжения на шунте 75ШИП-20А-0,5, равное 18,75 мВ.

Первый вариант принципиальной схемы преобразователя тока изображён на рисунке 3. Компоненты принципиальной схемы, на которых реализованы отдельные блоки функциональной схемы (см. рис. 2), описаны в таблице 2.

Таблица 1. Зависимости уровней полезного сигнала и рассеиваемой датчиком мощности от сопротивления датчика

Сопротивление датчика тока, Ом	0,001	0,002	0,01	0,02	0,1
Падение напряжения на датчике при $I_{IN RMS} = 5$ А, мВ	5	10	50	100	500
Мощность, рассеиваемая датчиком при $I_{IN RMS} = 5$ А, Вт	0,025	0,05	0,25	0,5	2,5
Мощность, рассеиваемая датчиком при $I_{IN RMS} = 30$ А, Вт	0,9	1,8	9	18	90
Мощность, рассеиваемая датчиком при $I_{IN RMS} = 35$ А, Вт	1,225	2,45	12,25	24,5	122,5

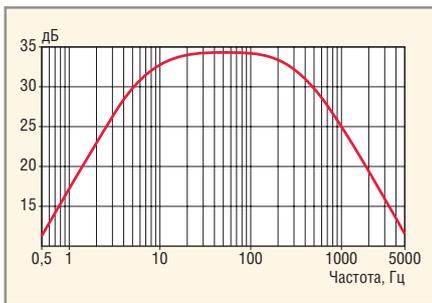


Рис. 4. ЛАЧХ усилителя сигнала датчика тока

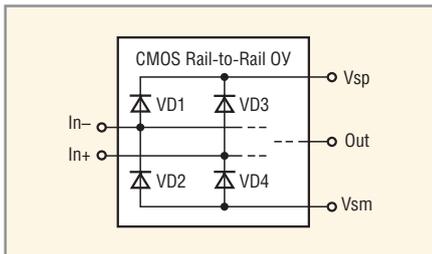


Рис. 5. Диодная защита входов в КМОП ИОУ типа Rail-to-Rail

В схеме преобразователя использованы КМОП ИОУ с малыми токами потребления [www.analog.com]: прецизионные AD8605, AD8607 и общего назначения AD8541. Усилитель сигнала датчика тока по сути является низкочастотным полосовым фильтром второго порядка с центральной частотой 50 Гц и коэффициентом передачи на этой частоте 52,6 В/В (34,4 дБ). Логарифмическая АЧХ усилителя изображена на рисунке 4.

В схеме прецизионного двухполупериодного выпрямителя (DA1, DA2.1, R1, R3, R5) отсутствуют диоды, а выпрямление входного сигнала осуществляется за счёт использования особенностей работы ИОУ, которые требуют пояснений. Так называемые Rail-to-Rail (от питания до питания) ИОУ имеют два основных отличия от традиционных ИОУ:

- границы диапазона допустимого входного синфазного напряжения  $V_{CM}$  (в котором гарантируется заданная величина КОЦС) Rail-to-Rail

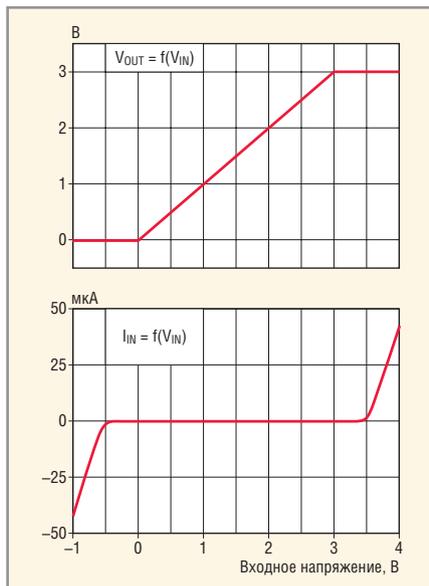


Рис. 6. Амплитудная и входная характеристики однополупериодного выпрямителя

ИОУ практически совпадают с уровнями напряжений  $V_{SM}$ ,  $V_{SP}$  источников питания ИОУ, т.е.  $V_{SM} \leq V_{CM} \leq V_{SP}$ ;

- напряжения насыщения транзисторов выходного каскада Rail-to-Rail ИОУ, работающего в режиме холостого выхода, близки к нулю (у Rail-to-Rail ИОУ, выполненных по КМОП-технологии, значения этих напряжений обычно не превышают 100 мкВ).

Кроме того, ИОУ такого типа имеют встроенную диодную защиту входов от перенапряжений (см. рис. 5). Очевидно, что соответствующие защитные диоды открываются только в тех случаях, когда уровни напряжений на входах ИОУ выходят за границы питающих напряжений  $V_{SP}$  и/или  $V_{SM}$ . Максимально допустимый ток, протекающий через открытый защитный диод КМОП ИОУ, обычно находится в диапазоне от 5 до 10 мА [2]. На КМОП Rail-to-Rail ИОУ может быть реализован прецизионный однополупериодный выпрямитель, коэффициент передачи

которого не зависит от сопротивления единственного резистора, входящего в его состав [3]. Для реализации такого выпрямителя необходимо выполнить следующие условия:

- ИОУ должен быть включен по схеме неинвертирующего повторителя напряжения;
- питание ИОУ должно осуществляться однополярным напряжением (частный случай двухполярного питания, когда  $V_{SM} = 0$ );
- входной сигнал должен поступать на неинвертирующий вход ИОУ через резистор, ограничивающий его входной ток в те моменты времени, когда входное напряжение имеет отрицательную полярность ( $V_{IN} < 0$ ).

Усилитель DA1 отвечает всем перечисленным требованиям – он включен по схеме неинвертирующего повторителя напряжения, его питание осуществляется однополярным напряжением +3 В, а входной ток ограничен резистором R1. На верхнем и нижнем графиках рисунка 6 изображены соответственно амплитудная  $V_{OUT} = f(V_{IN})$  и входная  $I_{IN} = f(V_{IN})$  характеристики выпрямителя, реализованного на компонентах DA1 и R1.

При входном напряжении  $V_{IN} \leq 0$  усилитель DA1 находится в нелинейном режиме, а именно, в состоянии перегрузки входа и насыщения выхода, при котором  $V_{OUT} = 0$ . При выполнении условия  $0 < V_{IN} < 3$  В усилитель DA1 находится в линейном режиме – его выходное напряжение равно входному напряжению (с точностью до напряжения смещения). Резкое возрастание абсолютной величины входного тока  $I_{IN}$  выпрямителя при  $V_{IN} < -0,5$  В и  $V_{IN} > 3,5$  В объясняется открыванием защитных диодов ИОУ (VD4 и VD3 на рисунке 5). Работу выпрямителя иллюстрируют временные диаграммы, изображённые на рисунке 7.

Фактором, определяющим динамическую составляющую погрешности выпрямителя, является время восстановления ИОУ DA1 после снятия перегрузки входным сигналом [4, 5]. Однако в нашем случае (выпрямление гармонического сигнала частотой 50 Гц) эта составляющая погрешности пренебрежимо мала, а результирующая погрешность однополупериодного выпрямления входного сигнала прак-

Таблица 2. Блоки функциональной схемы и реализующие их компоненты принципиальной схемы преобразователя

Блок функциональной схемы (см. рис. 2)	Соответствующие компоненты принципиальной схемы (см. рис. 3)
A1	R2
A2	C4, C5, DA3, R4, R6, R7
A3	DA1, DA2.1, R1, R3, R5
A4	C11, C12, R10, R13
I1	C14, DA2.2, R15, R16, R23-R25, VT2, VT3
I2	C3, C8, DA4, R9, R12
VD1	C19, DA6, R18, R19
VD2	C18, C20, DA7, R14, R17, R21, R22, VT1

тически полностью определяется напряжением смещения ИОУ DA1. Эффект двухполупериодного выпрямления выходного сигнала усилителя достигается за счёт использования устройства вычитания напряжений, реализованного на компонентах DA2.1, R3, R5.

Выходное напряжение  $V_{OUT DA2.1}$  ИОУ DA2.1 определяется следующим выражением:

$$V_{OUT DA2.1} = 2V_{OUT DA1} - V_{IN}, \quad (7)$$

где:  $V_{IN}$  – входное напряжение выпрямителя;  $V_{OUT DA1}$  – напряжение на выходе ИОУ DA1. Работу двухполупериодного выпрямителя поясняют временные диаграммы, изображённые на рисунке 8.

На компонентах C11, C12, R10, R13 реализован лестничный пассивный двухзвенный ФНЧ второго порядка. Использование в звеньях прогрессивно нарастающих номиналов компонентов (множитель прогрессии равен 10) позволяет уменьшить время установления фильтра при заданном уровне подавления пульсаций [6]. Фильтр ослабляет уровень основной гармонической составляющей (100 Гц) выходного напряжения выпрямителя приблизительно в 602 раза и устанавливается с погрешностью 1 и 0,1% за 286 и 410 мс соответственно.

Источник тока, управляемый напряжением (ИТУН), преобразует выходное напряжение  $V_{LP2}$  фильтра подавления пульсаций в пропорциональный уровень постоянного тока  $I_{1 DC}$ . Очевидно, что DA2.2 находится в линейном режиме, когда ток  $I_{1 DC}$ , протекающий через транзисторы VT1, VT2 и резисторы R24, R25, создаёт на последних падение напряжения, равное выходному напряжению  $V_{LP2}$  фильтра подавления пульсаций:

$$V_{LP2} = I_{1 DC}(R_{24} + R_{25}). \quad (8)$$

В результате преобразования (8) получаем следующее выражение:

$$I_{1 DC} = \frac{V_{LP2}}{R_{24} + R_{25}}, \quad (9)$$

из которого следует, что точная калибровка коэффициента преобразования ИТУН может быть осуществлена подстроечным резистором R25.

В процессе эксплуатации преобразователя возможны ситуации, когда его входной ток значительно превышает 5 А (например, пусковой режим работы двигателя, недопустимо большая механическая нагрузка на валу двигателя). В этих случаях выходной ток преобразователя может возрастать до 40...45 мА. Чрезмерное увеличение выходного тока преобразователя нежелательно по следующим причинам:

- значительно увеличивается мощность, рассеиваемая транзистором VT3;
- возрастает мощность, потребляемая преобразователем от источника питания;
- необходимо принимать меры по защите от перегрузки аппаратуры на приёмной стороне линии связи.

Для устранения негативных последствий чрезмерного увеличения выходного тока преобразователя в его схему введён ограничитель тока ИТУН, реализованный на компонентах C13, C17, DA5, R8, R11, R20, VD2. Напряжение  $V_{N DA5}$  на неинвертирующем входе ИОУ DA5 определяется соотношением сопротивлений резисторов R8 и R11:

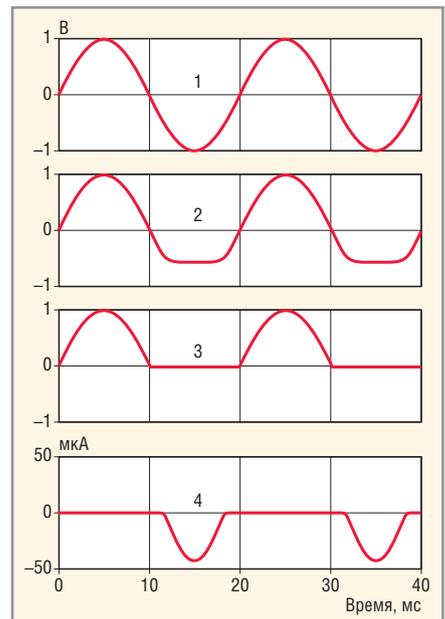
$$V_{N DA5} = \frac{V_{SP} R_{11}}{R_8 + R_{11}}.$$

Напряжение  $V_{I DA5}$  на инвертирующем входе ИОУ DA5 равно падению напряжения на резисторах R24 и R25:

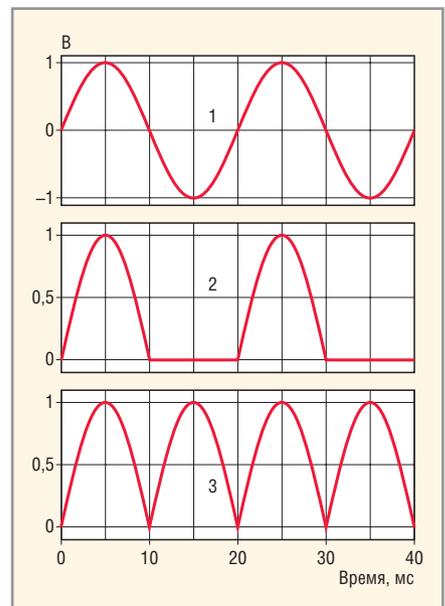
$$V_{I DA5} = I_{1 DC}(R_{24} + R_{25}).$$

Если выполняется условие  $V_{I DA5} < V_{N DA5}$ , то выходное напряжение DA5 практически равно напряжению  $V_{SP}$  на шине питания +3В. В этом случае диод VD2 находится в закрытом состоянии и, следовательно, ограничитель тока не оказывает влияния на работу преобразователя. Если в результате увеличения выходного тока  $I_{1 DC}$  ИТУН напряжение  $V_{I DA5}$  становится равным напряжению  $V_{N DA5}$ , происходит следующая цепь событий:

- уменьшается напряжение на выходе DA5 (ИОУ переходит из состояния насыщения выхода в линейный режим работы);
- диод VD2 смещается в прямом направлении;



**Рис. 7. Временные диаграммы, поясняющие работу однополупериодного выпрямителя**  
 1 – входное напряжение выпрямителя, В;  
 2 – напряжение на неинвертирующем входе DA1, В;  
 3 – напряжение на выходе DA1, В;  
 4 – ток, протекающий через неинвертирующий вход DA1, мкА



**Рис. 8. Временные диаграммы, поясняющие работу двухполупериодного выпрямителя**  
 1 – входное напряжение выпрямителя, В;  
 2 – напряжение на выходе DA1, В;  
 3 – выходное напряжение выпрямителя (напряжение на выходе DA2.1), В

- по цепи выход DA2.2, резистор R16, диод VD2, выход DA5 начинает протекать ток;
- напряжение на затворе VT2 уменьшается на величину падения на резисторе R16;
- уменьшаются токи, протекающие через транзисторы VT2 и VT3;

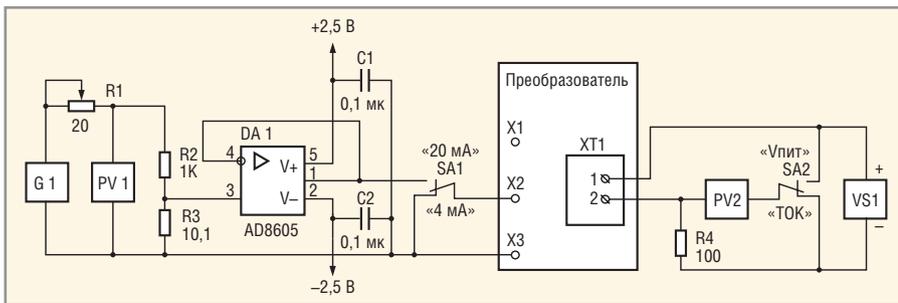


Рис. 9. Схема калибровки и тестирования преобразователя

- уменьшается падение напряжения на резисторах R24, R25;
- уменьшается напряжения  $V_{1DA5}$  на инвертирующем входе ИОУ DA5.

В результате замыкается цепь отрицательной обратной связи ИОУ DA5 и выходной ток ИТУН ограничивается на уровне  $I_{1DC LIM}$ , величиной которого определяется следующим выражением:

$$I_{1DC LIM} = \frac{V_{SP} R_{11}}{(R_8 + R_{11})(R_{24} + R_{25})}$$

При указанных на схеме номиналах компонентов ограничение выходного тока ИТУН происходит на уровне 21,7 мА (при этом результирующий выходной ток преобразователя  $I_{OUT DC}$  ограничивается на уровне 21,7 мА + 4,0 мА = 25,7 мА).

Источник постоянного тока 4 мА реализован на интегральном стабилизаторе напряжения (DA4), включенном по типовой схеме [7] источника фиксированного тока. Часть тока этого источника (2,2 мА) расходуется на питание ИОУ, а оставшаяся часть тока (приблизительно 1,8 мА) протекает через интегральные источники опорного напряжения DA6, DA7, которые стабилизируют напряжения питания ИОУ на уровнях +3 В и -2 В.

Источник разнополярных напряжений питания ИОУ реализован на компонентах C18 – C20, DA6, DA7, R14, R17 – R19, R21, R22 и VT1 (см. рис. 3). Микросхемы регулируемых источников опорных напряжений LMV431 [www.national.com] гарантированно находятся в режиме стабилизации напряжений при протекании через них токов, изменяющихся в диапазоне от 80 мкА до 15 мА. Номинальные значения питающих

напряжений ИОУ определяются следующими выражениями:

$$V_{SP} = V_{REF} \left( 1 + \frac{R_{18}}{R_{19}} \right), \quad (10)$$

$$V_{SM} = V_{REF} \left( 1 + \frac{R_{21}}{R_{22}} \right). \quad (11)$$

В формулах (10) и (11)  $V_{REF} = 1,24 В$  – номинальное опорное напряжение ИМС LMV431. Чем же вызвана необходимость использования в источнике отрицательного напряжения питания транзистора VT1? Чтобы ответить на этот вопрос, проследим путь протекания тока ИТУН  $I_{DC}$ : зажим XT1:1, диод VD1, транзисторы VT2, VT3, резисторы R24, R25, источник отрицательного напряжения питания ИОУ, зажим XT1:2. Таким образом, через источник отрицательного напряжения питания ИОУ протекает ток  $I_{SM}$ , равный сумме источников токов  $I_1$  и  $I_2$  (см. рис. 2) за вычетом тока  $I_{SDA}$ , потребляемого операционными усилителями схемы преобразователя:

$$I_{SM} = I_{1DC} + 4 мА - I_{SDA}$$

В худшем случае, когда ИТУН находится в режиме ограничения выходного тока, ток  $I_{SM}$  может достигать 30 мА, что в два раза превышает максимально допустимый ток ИМС LMV431. При использовании в схеме транзистора VT1 через DA7 протекает ток

$$I_{DA7} = \frac{V_{BEVT1}}{R_{17}} = \frac{0,6...0,7}{560} \approx (1,0...1,3) мА,$$

т.е. практически неизменный ток, приблизительно равный 1,2 мА. Основная часть изменяющегося в широких пределах тока  $I_{SM}$  протекает

через транзистор VT1. Резистор R14 и конденсатор C18 обеспечивают устойчивую работу DA7. Диод VD1 предотвращает негативные последствия случайной переплюсовки питающего напряжения на клеммах XT1.1 и XT1.2.

Использованные в преобразователе компоненты имеют следующие особенности. Резисторы R3 – R6, R8, R9, R11, R18, R19, R21, R22, R24 должны иметь мощность рассеивания не менее 0,125 Вт, допуск ±1% и ТКС не хуже  $\pm 50 \times 10^{-6}/^{\circ}C$ . Остальные постоянные резисторы – общего назначения с допуском ±5%. Конденсаторы C4, C5, C11, C12 плёночные с допуском ±5%. Остальные конденсаторы (за исключением оксидных конденсаторов C19, C20) – керамические, типа K10-17 или аналогичные. Конденсаторы C1 и C3 должны иметь рабочее напряжение не ниже 50 В. Подстроечные резисторы R12, R25 – многооборотные металлокерамические, например, резисторы серий 3269, 3266, 3296 фирмы Bourne. Подключение к преобразователю внешних цепей осуществляется с помощью двухконтактных винтовых клеммников серии 301.

В худшем случае, когда преобразователь работает в режиме ограничения выходного тока при напряжении питания 30 В, транзистор VT3 рассеивает мощность порядка 0,6 Вт, поэтому его необходимо установить на теплоотвод с эффективной площадью 10...15 см<sup>2</sup>.

Потенциальные метрологические характеристики преобразователя могут быть достигнуты только после его тщательной калибровки. В схеме преобразователя имеется два регулировочных элемента. С помощью подстроечных резисторов R12 и R25 калибруется выходной ток преобразователя соответственно в начальной и конечной точках выходной шкалы 4...20 мА.

Калибровку преобразователя удобно осуществлять с помощью схемы измерений, изображённой на рисунке 9, в которую входят:

- генератор звуковой частоты G1;
- повторитель напряжения, реализованный на ИОУ DA1;
- универсальные цифровые вольтметры PV1, PV2;
- переменный резистор R1;
- R2 – R4 – прецизионные резисторы с допуском ±0,02%;

Таблица 3. Данные для проверки нелинейности преобразования

Входной ток, А	Показания вольтметра PV1, мВ	Выходной ток, мА	Показания вольтметра PV2 READ <sub>PV2 IDEAL</sub> , мВ
0,5	187,5	5,6	560
1	375,0	7,2	720
2	750,0	10,4	1040

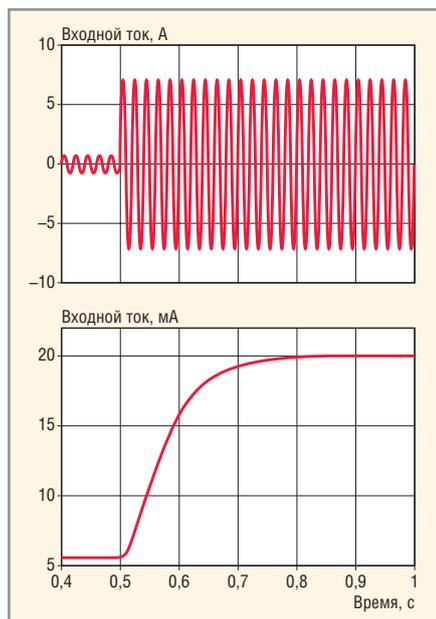


Рис. 10. Переходный процесс установления выходного тока преобразователя (схема рис. 3)

- регулируемый источник питания VS1.
- Для выполнения калибровки преобразователя и проверки влияния питающего напряжения на точность преобразования необходимо:
- отпаять перемычку, соединяющую технологические контакты X1 и X2 на печатной плате преобразователя;
- собрать схему в соответствии с рисунком 9;
- установить тумблер SA2 в положение «Впит» и выставить выходное напряжение источника питания  $V_{S1} = 24 \pm 1$  В;
- установить тумблеры SA1 и SA2 в положения «4 мА» и «ТОК» соответственно;
- вращая движок подстроечного резистора R12, установить показания вольтметра PV2  $400,0 \pm 0,1$  мВ. Убедиться в том, что при установке напряжения питания 10 и 30 В показания вольтметра PV2 изменяются не более чем на  $\pm 0,1\%$ ;
- установить тумблер SA1 в положение «20 мА»;
- установить частоту выходного сигнала генератора G1 равной  $50 \pm 0,25$  Гц;
- изменяя уровень выходного сигнала генератора G1 и вращая движок переменного резистора R1, установить показания вольтметра PV1 равными  $1,8750 \pm 0,0005$  В;
- вращая движок подстроечного резистора R25, установить показания вольтметра PV2 равными

$2 \pm 0,0005$  В. Убедиться в том, что при установке напряжения питания 10 и 30 В показания вольтметра PV2 изменяются не более чем на  $\pm 0,1\%$ .

Для проверки погрешности преобразования в промежуточных точках шкалы необходимо, изменяя уровень выходного сигнала генератора G1, поочередно установить показания вольтметра PV1, указанные в таблице 3, и зафиксировать соответствующие показания  $READ_{PV2\ ACTUAL}$  вольтметра PV2. Отклонение фактических показаний  $READ_{PV2\ ACTUAL}$  от расчётных значений показаний  $READ_{PV2\ IDEAL}$  вольтметра PV2, указанных в таблице 3, является следствием нелинейности преобразования. Относительная ошибка нелинейности преобразования рассчитывается по формуле:

$$ERR_N [\%] = \frac{READ_{PV2\ ACTUAL} - READ_{PV2\ IDEAL}}{READ_{IDEAL}} \times \frac{I_{IN\ RMS}}{5} \times 100. \quad (12)$$

Преобразователь может эксплуатироваться в следующих условиях:

- диапазон изменения температуры окружающего воздуха от  $-30$  до  $+50^\circ\text{C}$ ;
- диапазон изменения напряжения питания от 10 до 30 В.

При температуре окружающего воздуха  $20 \pm 2^\circ\text{C}$  и напряжении питания 10...30 В значение основной, приведённой к конечному значению шкалы погрешности преобразования не превышает  $\pm 0,2\%$ . Дополнительная погрешность преобразования, обусловленная отклонением температуры окружающего воздуха от  $20 \pm 2^\circ\text{C}$ , не превышает основную погрешность при изменении температуры на каждые  $10^\circ\text{C}$ .

Следует отметить, что указанные погрешности являются метрологическими характеристиками собственно преобразователя и не учитывают погрешности унифицированных изделий – трансформатора тока и измерительного шунта. На практике наибольшее распространение получили трансформаторы тока и измерительные шунты с классами точности 0,5 и 1,0. Поэтому результирующая погрешность преобразования тока в основном определяется метрологическими характеристиками трансформатора тока и измерительного шунта

и в меньшей степени – параметрами 45и собственно преобразователя.

Амплитуда пульсаций выходного тока преобразователя не превышает 0,1% от текущего значения постоянной составляющей этого тока. Переходный процесс установления выходного тока преобразователя при скачкообразном увеличении его входного тока с 0,5 до 5 А иллюстрируют временные диаграммы, показанные на рисунке 10.

### 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.