

УДК 621.3.084

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ИСТОЧНИКОВ ТОКА, УПРАВЛЯЕМЫХ НАПРЯЖЕНИЕМ

Б.М. Мамиконян, Т.А. Меликян

Национальный политехнический университет Армении, Гюмрийский филиал

Описаны основные принципы, по которым строятся источники тока, управляемые напряжением (ИТУН), на операционных усилителях (ОУ). Рассмотрены схемы ИТУН, предназначенных для незаземленных и заземленных нагрузок. ИТУН для незаземленных нагрузок наиболее просты в схемной реализации и в основном используют то свойство ОУ, что в инвертирующем и неинвертирующем усилителях по цепи отрицательной обратной связи протекает ток, не зависящий от сопротивления этой цепи, куда и включается нагрузка. При этом предпочтительно использование неинвертирующего усилителя, поскольку в этом случае коэффициент преобразования ИТУН не зависит от внутреннего сопротивления источника управляющего сигнала. ИТУН для заземленных нагрузок более совершенны; в них нагрузка имеет заземленный зажим, общий с заземленным зажимом источника управляющего напряжения. Все они основаны на использовании схемы источника тока Хауленда. Отличительной особенностью этой схемы является наличие дополнительной цепи положительной обратной связи. Через эту цепь и осуществляется компенсация изменения тока в нагрузке при изменении ее сопротивления, однако это происходит при определенных соотношениях резисторов. Изложена методика определения математических моделей всех рассмотренных ИТУН, путем анализа которых оценено их качество. Исследовано влияние на работу схем ИТУН разброса сопротивлений используемых резисторов и неидеальности ОУ. Приведены основные характеристики лучших схемных решений ИТУН.

Ключевые слова: источник тока, управляющий сигнал, операционный усилитель, обратная связь, коэффициент преобразования, выходное сопротивление.

Введение. Источники тока, управляемые напряжением, широко применяются в информационно-измерительной технике для создания режима заданного тока в параметрических первичных преобразователях, передачи измерительной информации на расстояния с помощью токовых сигналов и других целей. На начальном этапе ИТУН разрабатывались на дискретных элементах электроники. Появление (1964г.) интегральных операционных усилителей существенно облегчило труд разработчиков, расширило функциональные возможности ИТУН, уменьшило их массу, габариты, стоимость, энергопотребление. В статье “Источники тока на одном усилителе”

(Single Amplifier Current Sources), опубликованной в журнале Analog Dialogue, том 1, номер 1, 1967 (Analog Dialogue, Volume 1, Number 1, 1967, p. 5) [1], впервые представлены несколько схем ИТУН на ОУ, которые обеспечивают различные “плавающие” или заземленные нагрузки стабилизированным током. В промышленных приложениях, таких как датчики давления и газоанализаторы, данные схемы широко используются для поддержания токов от 4 до 20 мА или от 0 до 20 мА. Основные принципы построения ИТУН, их схемные особенности и анализ, а также рекомендации по выбору параметров элементов схем изложены в трудах [2-15].

Объект и методы исследования. ИТУН предназначены для обеспечения нагрузки R_L током I_L , который не зависит от напряжения U_L (падение напряжения на нагрузке) и регулируется только входным напряжением U_1 . Поэтому ИТУН может быть по желанию дистанционно запрограммирован или зафиксирован. ИТУН характеризуются большим входным и большим выходным сопротивлениями. Для идеального ИТУН они равны бесконечности. В реальных схемах превышение сопротивлений входных и выходных цепей относительно сопротивлений источника сигнала U_1 и нагрузки R_L зависит от требуемой точности преобразования, т.е. входное сопротивление должно быть намного больше сопротивления источника сигнала, а выходное сопротивление - намного больше сопротивления нагрузки.

Принципы построения ИТУН основаны на применении ОУ с глубокой отрицательной обратной связью (ОС) и учете особенностей вольт-амперных характеристик транзисторов, используемых в качестве бустеров выходного тока. Схемы ИТУН отличаются по способу подключения нагрузки, диапазону изменения выходного тока, а также однополярному или двухполярному выходному току. В зависимости от назначения, все ИТУН можно подразделить на два основных класса:

- ИТУН с незаземленной нагрузкой (“плавающая” нагрузка);
- ИТУН с заземленной нагрузкой.

ИТУН с незаземленной нагрузкой наиболее просты в схемной реализации и в основном используют то свойство ОУ, что в инвертирующем (рис. 1а) и неинвертирующем (рис. 1б) усилителях по резистору отрицательной ОС протекает ток $I_L = U_1/R_1$ (предполагается, что ОУ - идеальный) [1, 2, 4, 5, 16]. Следовательно, обе эти схемы можно использовать в ИТУН, так как ток ветви ОС не зависит от падения напряжения на нагрузке R_L . Элементы R и C (рис. 1а) могут и не включаться, если в нагрузке нет индуктивности [1, 10].

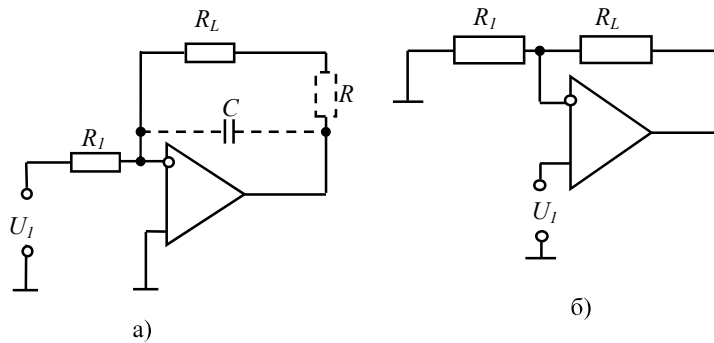


Рис. 1. Базовые схемы ИТУН с незаземленной нагрузкой: а – по схеме инвертирующего усилителя; б – по схеме неинвертирующего усилителя

Отметим, что при достаточно большом коэффициенте усиления ОУ ток I_L не зависит от входного сопротивления ОУ, а входное сопротивление схемы и коэффициент преобразования определяются только значением сопротивления резистора R_1 . В реальных ОУ дифференциальный коэффициент усиления K_U имеет конечное значение, входное дифференциальное напряжение U_D остается отличным от нуля. Определим выходное сопротивление ИТУН (рис. 1а) [16]:

$$I_1 = I_L = (U_1 - U_D) / R_1, \quad U_D = -(U_{OUT} / K_U),$$

$$I_L = U_1 / R_1 + U_{OUT} / R_1 K_U, \quad R_{OUT} = (\partial U_{OUT} / \partial I_L) = K_U R_1,$$

где U_{OUT} - выходное напряжение ОУ.

В схеме рис. 1а ток, потребляемый от управляющего источника U_1 , равен току, протекающему по сопротивлению нагрузки. Для того, чтобы не нагружать источник входного напряжения, можно подавать входное напряжение на прямой вход ОУ (ИТУН электрометрического типа) (рис. 1б). Формулы для схемы рис. 1б могут быть получены аналогичным образом. Для обеих схем выходное сопротивление пропорционально коэффициенту усиления ОУ; последний должен быть по возможности большим, чтобы ИТУН стал ближе к идеальному, для которого $R_{OUT} = \infty$.

Для иллюстрации существенного влияния K_U на работу ИТУН рассмотрим численный пример по схеме рис. 1б. Пусть $R_1 = 100 \text{ Ом}$, $R_L = 900 \text{ Ом}$, $K_U = 10^4$. Тогда при заданном напряжении $U_1 = 0,5 \text{ В}$ ток нагрузки будет $I_L = I_1 = U_1 / R_1 = 5 \text{ мА}$, выходное напряжение ОУ $U_{OUT} = I_L (R_L + R_1) = 5 \text{ В}$. Пусть из-за изменения (увеличения) R_L произошло уменьшение тока I_L на $\Delta I_L = 1$

мкА. Прирост дифференциального входного напряжения ОУ составит $\Delta U_{IN} = U_1 - R_1(I_1 - \Delta I_1) = R_1 \Delta I_1 = 100 \cdot 10^{-6} = 0,1 \text{ мВ}$. Выходное напряжение ОУ увеличится на $\Delta U_{OUT} = K_U \Delta U_{IN} = 10^4 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} = 1 \text{ В}$. Это изменение выходного напряжения вызовет увеличение (обратная связь отрицательная) тока нагрузки на $\Delta U_{OUT} / (R_L + R_1) = 1/1000 = 1 \text{ мА}$. Таким образом, уменьшение тока нагрузки на 1 мкА вызывает через ОУ его же увеличение на 1,0 мА, т.е. в 1000 раз больше, что мгновенно восстанавливает на входе ОУ нулевое значение напряжения. Регулировать ток в нагрузке при заданном значении R_1 можно только по формуле $I_L = U_1 / R_1$, т.е. напряжением U_1 . Дифференциальное выходное сопротивление ИТУН будет равно

$$R_{OUT} = -(\partial U_{OUT} / \partial I_L) = -\partial [(U_1 - I_L R_1) K_U] / \partial I_L = K_U R_1 = 1 \text{ МОм}.$$

В схеме рис. 2 добавлен резистор R_3 , который отводит часть тока нагрузки на землю [4]. Уравнения по законам Кирхгофа будут: $I_1 = U_1 / R_1$, $U_1 = -I_1 R_2 + I_3 R_3$, $I_L = I_1 + I_3$, откуда находим ток в нагрузке: $I_L = U_1 [1 + (R_1 + R_2) / R_3] / R_1$.

Рассмотренные источники тока обладают существенным недостатком: ни к одному из зажимов нагрузки не может быть приложен постоянный потенциал (в том числе и нулевой), поскольку в противном случае либо выход, либо инвертирующий вход ОУ будет закорочен. Если требуемый нагрузкой ток превосходит возможности ОУ, используют токовый бустер на биполярном либо полевом транзисторе [1, 10, 13, 17-19]. Схема однополярного ИТУН с токовым бустером с использованием эмиттерного повторителя показана на рис. 3. Здесь напряжение на резисторе R принудительно поддерживается равным разности $(U - U_1)$, поэтому ток в нагрузке равен $I_L = (U - U_1) / R$.

Для нормальной работы схемы напряжение U_L на нагрузке не должно превышать значения, определяемого выражением $U_L = I_L R_L < U - U_{KEmax} - I_L R$, где U_{KEmax} - значение напряжения коллектор-эмиттер при токе насыщения транзистора. Поскольку в этой схеме бустер включен в контур ОС, то при этом характеристики ОУ существенно не меняются [10, 13]. Ошибка эмиттерного повторителя из-за падения напряжения U_{BE} снижается в K_U раз, так что сдвиг выходного напряжения составляет всего U_{BE} / K_U . Очевидно, что стабильность ИТУН по схеме рис. 3 зависит от стабильности источника питания U . Если требуемый нагрузкой ток такой, что ОУ не в состоянии отдать достаточный ток

для управления транзистором, то транзистор может быть заменен на пару Дарлингтона, однако при этом сдвиг выходного напряжения удваивается. Для изменения полярности выходного тока должен быть использован $p-n-p$ транзистор.

Несовершенство этого источника тока проявляется лишь в том, что небольшой базовый ток может немного изменяться в зависимости от напряжения U_{KE} . Погрешность возникает в связи с тем, что ОУ стабилизирует эмиттерный ток, а в нагрузку поступает коллекторный ток. Если использовать составной транзистор Дарлингтона, эта погрешность будет существенно уменьшена, а если вместо биполярного использовать полевой транзистор, то проблема будет полностью решена, т.к. затвор полевого транзистора не потребляет тока.

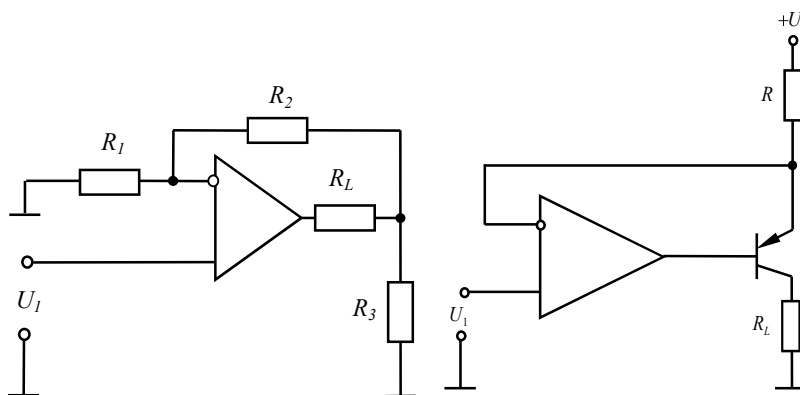


Рис. 2. Схема ИТУН с дополнительным токоотводом

Рис. 3. Схема однополярного ИТУН с токовым бустером

Дополнительно отметим, что подключенный к выходу ОУ токовый бустер делает данный ИТУН пригодным для заземленной нагрузки. Однако, как указано в [13], схема будет надежно функционировать, если входное напряжение U_1 формируется от U посредством делителя напряжения. Если же напряжение U_1 подается от внешнего источника, то возможны неприятности. Возможные способы устранения этого недостатка рассмотрены в [13], однако все они усложняют схему и предъявляют определенные ограничения к величинам напряжений питания и управления.

Стоит заметить, что схемы источников тока с незаземленной нагрузкой требуют не точной настройки связей (в отличие от схем источников тока с заземленной нагрузкой), а лишь по возможности большого значения

дифференциального коэффициента усиления ОУ. Однако невозможность заземления нагрузки в некоторых случаях ограничивает их применение.

ИТУН с заземленной нагрузкой более совершенны, в них нагрузка имеет заземленный зажим, общий с заземленным зажимом источника управляющего напряжения. Почти все они основаны на использовании схемы источника тока Хауленда. Схема (рис. 4) изобретена профессором Брэдфордом Хаулендом (Howland) из Массачусетского технологического института в 1962 г. и не была запатентована. Статья "Basic Howland Current Pump" была впервые опубликована в 1964 г. Д.Х. Шейнгольдом [20]. Отличительной особенностью этой схемы является наличие дополнительной цепи положительной обратной связи (R_1, R_2, R_L) . Через эту цепь и осуществляется компенсация изменения тока в нагрузке при изменении ее сопротивления, однако это происходит при определенных соотношениях резисторов [4, 5, 8, 10, 11, 13, 21-24]. Для правильной работы этой схемы необходимо, чтобы глубина отрицательной обратной связи была больше глубины положительной обратной связи [23].

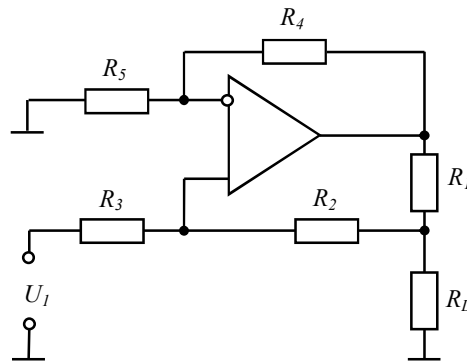


Рис. 4. Базовая схема источника тока Хауленда

Принцип действия ИТУН Хауленда состоит в том, что выходной ток измеряется по падению напряжения на резисторе R_1 . Выходное напряжение ОУ устанавливается таким, что падение напряжения на резисторе R_1 стало равным величине входного напряжения U_1 . Выведем расчетные соотношения. Напряжение инвертирующего входа ОУ $U^- = U_{OUT} / \alpha$, а прямого входа - $U^+ = U_1 - I_3 R_3$, где U_{OUT} - выходное напряжение ОУ, $\alpha = (R_4 + R_5) / R_5$, I_3 - ток через резистор R_3 . С учетом равенства $U^+ = U^-$ получаем $U_{OUT} = \alpha(U_1 - I_3 R_3)$. Составляем уравнения по законам Кирхгофа:

$$I_L = I_1 + I_3 = (U^+ - U_L)/R_2 + (U_{OUT} - U_L)/R_1,$$

$$U_1 = I_3(R_3 + R_2) + I_L R_L, \quad U_{OUT} = I_1 R_1 + I_L R_L,$$

где I_1 и I_L - токи через резистор R_1 и нагрузку R_L соответственно, $U_L = I_L R_L$.

Решение этих уравнений дает выражение тока нагрузки:

$$I_L = U_1 \frac{R_1 + \alpha R_2}{(R_2 + R_3)R_1 + R_L[(R_2 + R_3) - (\alpha R_3 - R_1)]}. \quad (1)$$

Для того, чтобы I_L не зависел от R_L , должно выполняться равенство $R_2 + R_3 - (\alpha R_3 - R_1) = 0$, или с учетом выражения α :

$$R_5(R_1 + R_2) - R_3 R_4 = 0. \quad (2)$$

При этом из (1), с учетом условия (2), получаем окончательно $I_L = U_1 R_4 / R_1 R_5$, и если выбрать $R_4 = R_5$, получим $I_L = U_1 / R_1$, т.е. чем меньше R_1 , тем больше коэффициент преобразования ИТУН.

Из приведенных соотношений видно, что в частном случае в схеме рис. 4 можно принять $R_2 = 0$ [13]. Отмечается [9], что если в этой схеме подавать U_1 на инвертирующий вход ОУ, а левый зажим резистора R_3 заземлить, то при выполнении упомянутого условия (2) ток в нагрузке R_L только изменит знак, а величина его по-прежнему будет равна $U_1 R_4 / R_1 R_5$.

Для определения дифференциального выходного сопротивления по вышеприведенным формулам находим зависимость $U_L = f(I_1)$:

$$U_L = [I_1(R_2 + R_3)R_1 - U_1 \alpha R_2] / [\alpha R_3 - (R_2 + R_3)]$$

и определяем $R_{OUT} = (\partial U_L / \partial I_1)$, в результате получаем

$$R_{OUT} = (R_2 + R_3)R_1 R_5 / (R_3 R_4 - R_2 R_5). \quad (3)$$

Из выражения (3) видно, что, выполняя точную подстройку, например R_5 , в соответствии с условием (2), можно добиться бесконечного выходного сопротивления источника тока Хауленда на низких частотах даже при реальных характеристиках ОУ. На практике в реальных условиях R_{OUT} будет сильно зависеть от отклонений значений резисторов. Выполним анализ влияния на R_{OUT} отклонений номиналов резисторов по формуле (3), когда $R_2 = R_4 = R_5$ (это условие практически выполняется при расчете схемы). При этом из (3) получается $R_{OUT} = 2R_1 R_5 / (R_2 - R_5)$. При построении схемы ИТУН используются одинаковые резисторы, поэтому R_2 и R_5 можно представить в зависимости от допусков в виде $R_2 = R(1 + \delta_2)$, $R_5 = R(1 + \delta_5)$, тогда получим

$$R_{OUT}(\delta) = 2R_1(1 + \delta_5)/(\delta_2 - \delta_5). \quad (4)$$

Для получения минимального значения R_{OUT} примем, что все резисторы имеют одинаковый допуск, например $\delta = \pm 1\%$, без корреляции друг с другом. Тогда из (4) получим

$$R_{OUT_{min}}(\delta) = 2R_1(1 + \delta)/2\delta \approx R_1/\delta = 100R_1.$$

Таким образом, увеличение R_1 увеличивает выходное сопротивление ИТУН, но снижает его чувствительность к управляющему напряжению. Учитывая, что нормальное функционирование схемы, а также значение выходного сопротивления чувствительны к отклонению сопротивлений резисторов, резисторы в схеме источника Хауланда должны иметь допуски не хуже 0,1%, чтобы было не менее $R_{OUT_{min}} = 1000R_1$.

Кроме чувствительности к отклонениям номиналов резисторов, источник Хауланда имеет также следующие недостатки [13, 22, 24]:

- внутреннее сопротивление R_5 управляющего источника напряжения U_1 входит в условие (2) (оно добавляется к сопротивлению R_3), а ток управляющего источника напряжения зависит от сопротивления нагрузки, поэтому балансировка схемы нарушается, если R_5 зависит от тока;

- даже при выполнении условия (2) определенные ограничения накладывает коэффициент ослабления синфазного сигнала ОУ. При больших выходных токах резисторы должны быть небольшими, что ограничивает диапазон выходного тока. Кроме того, на высоких частотах, где усиление в цепи ОС невелико [13, 25], выходное сопротивление может существенно уменьшаться – от требуемого бесконечного значения до всего лишь нескольких сотен ом, что соответствует выходному сопротивлению ОУ с разомкнутой ОС.

Для устранения перечисленных недостатков и расширения функциональных возможностей разработаны усовершенствованные ИТУН на основе схемы Хауланда, в которых добавлены подстроечные резисторы и различные корректирующие цепи, дополнительные ОУ [13, 23, 25-33]. Достойна упоминания схема сильноточного биполярного ИТУН на основе схемы Хауланда в инвертирующем включении (рис. 5) [13]. Ток нагрузки определяется выражением $I_L = -U_1 R_4/R_1 R_5$ и может составлять до ± 3 А с чувствительностью $K = \Delta I_L/\Delta U_1 = 1,0$ А/В.

Удачной модификацией схемы Хауланда считается ИТУН по схеме рис. 6. Здесь выходной ток не зависит от внутреннего сопротивления управляющего напряжения. Другое достоинство этой схемы состоит в отсутствии синфазного сигнала [9, 22]. Для расчета выходного тока в этой схеме используем

соотношение $U_3 = -U_2 = U_1 + (R_2/R_3)U_L$. Уравнение по первому закону Кирхгофа для выхода схемы будет $I_1 - I_3 - I_L = 0$ или

$$(U_3 - U_L)/R_1 - U_L/R_3 - I_L = 0.$$

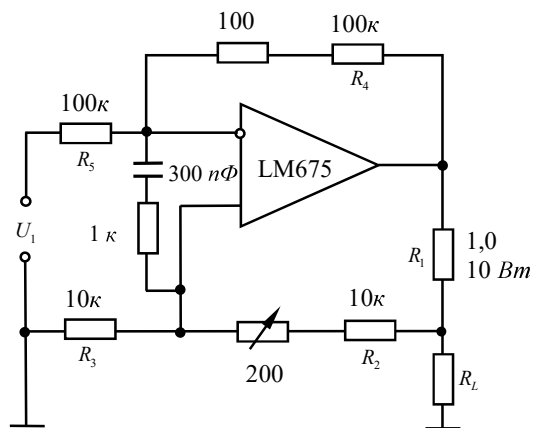


Рис. 5. Схема сильноточного биполярного ИТУН

Исключив потенциал U_3 , получаем

$$I_L = U_1/R_1 + U_L [(R_2 - R_3 - R_1)/R_1 R_3],$$

из которого следует, что выходной ток не будет зависеть от выходного напряжения, если выполняется условие $R_3 = R_2 - R_1$, и определится выражением для идеального ИТУН $I_L = U_1/R_1$.

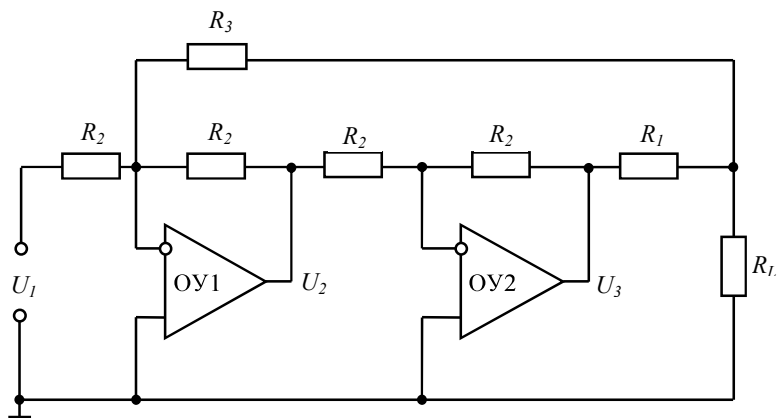


Рис. 6. Схема ИТУН на двух ОУ

Оценим неидеальность ИТУН, для чего найдем дифференциальное выходное сопротивление:

$$I_1 = (U_3 - U_L)/R_1 = [U_1 + (R_2/R_3)U_L - U_L]/R_1 = [U_1R_3 + U_L(R_2 - R_3)]/R_1R_3,$$

$$U_L = I_1R_1R_3/(R_2 - R_3) - U_1R_3/(R_2 - R_3), \quad R_{OUT} = (\partial U_L/\partial I_1) = R_1R_3/(R_2 - R_3).$$

Поскольку при построении схемы ИТУН используются одинаковые резисторы, то R_2 и R_3 можно представить в зависимости от допусков в виде $R_2 = R(1 + \delta_2)$, $R_3 = R(1 + \delta_3)$, тогда получим

$$R_{OUT}(\delta) = R_1(1 + \delta_3)/(\delta_2 - \delta_3). \quad (5)$$

Для получения минимального значения R_{OUT} примем, что все резисторы имеют одинаковый допуск, например $\delta = \pm 0,1\%$, без корреляции друг с другом. Тогда из (5) получим $R_{OUT\min}(\delta) = R_1(1 + \delta)/2\delta \approx R_1/2\delta = 500R_1$.

В [34] изложена общая методика экспериментального определения выходного сопротивления ИТУН, использующая метод эквивалентного генератора. Обозначим через U_{L0} напряжение холостого хода на выходе ИТУН. Измерим напряжения U_{L1} и U_{L2} и токи I_{L1} и I_{L2} при двух значениях нагрузки R_{L1} и R_{L2} . Желательно, чтобы R_{L1} было минимальным (но не равным нулю), а $R_{L2} = R_{L\max}$. Тогда для напряжений на нагрузке можно записать: $U_{L1} = U_{L0} - I_{L1}R_{OUT}$, $U_{L2} = U_{L0} - I_{L2}R_{OUT}$. Следовательно,

$$U_{L1}(1 + R_{OUT}/R_{L1}) = U_{L2}(1 + R_{OUT}/R_{L2}),$$

откуда получим

$$R_{OUT} = \frac{U_{L2} - U_{L1}}{U_{L1}/R_{L1} - U_{L2}/R_{L2}} = \frac{U_{L2} - U_{L1}}{I_{L1} - I_{L2}} = \frac{\Delta U_L}{\Delta I_L}.$$

Из всех модификаций схемы Хауленда лучшими функциональными характеристиками обладает ИТУН по схеме рис. 7 [9, 12, 35]. ИТУН состоит из двух ОУ, из которых ОУ2 включен по схеме повторителя напряжения (буфер), токозадающего резистора R_1 , набора резисторов $R_2 \div R_5$.

Математическая модель преобразования получается из следующих исходных соотношений: $I_5 = I_4$ или $(U_1 - U^-)/R_5 = (U^- - U_2)/R_4$, откуда следует $U_2 = U^-(R_4 + R_5)/R_5 - U_1R_4/R_5$; $I_3 = I_2$, или $(0 - U_1)/R_3 = (U^+ - U_3)/R_2$, откуда следует $U_L = U_3$, $U^+ = U_3R_3/(R_2 + R_3) = U_LR_3/(R_2 + R_3)$.

С учетом равенства $U^- = U^+ = U_LR_3/(R_2 + R_3)$ получим

$$U_2 = \frac{U_LR_3(R_4 + R_5)}{R_5(R_2 + R_3)} - \frac{U_1R_4}{R_5}. \quad (6)$$

С учетом выражения (6) по формуле $I_1 = I_L = (U_2 - U_L)/R_1$ получаем выражение тока нагрузки:

$$I_1 = -\frac{U_1 R_4}{R_1 R_5} + \frac{U_L (R_3 R_4 - R_2 R_5)}{R_1 R_5 (R_2 + R_3)}, \quad (7)$$

откуда видно, что выходной ток не будет зависеть от выходного напряжения, если выполняется условие $R_3 R_4 = R_2 R_5$.

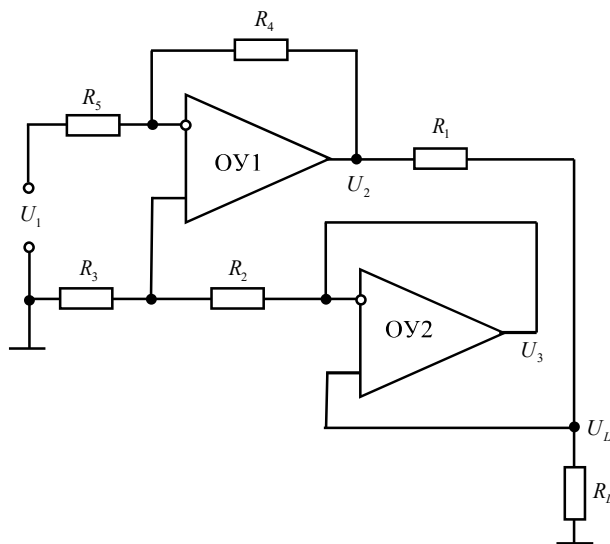


Рис. 7. Схема ИТУН Хауленда с буфером в цепи положительной обратной связи

Из (8) определяем дифференциальное выходное сопротивление

$$R_{OUT} = \frac{\partial U_L}{\partial I_1} = \frac{R_1 R_5 (R_2 + R_3)}{R_3 R_4 - R_2 R_5},$$

откуда аналогично вышеизложенной методике находим зависимость R_{OUT} от допуска δ номиналов резисторов и его минимальное значение $R_{OUTmin}(\delta) = R_1/2\delta$. Выходной ток (7) зависит от выходного напряжения, а значит, от сопротивления нагрузки. С учетом $R_L = U_L/I_1$ из (7) получаем

$$I_1 (1 - m R_L / R_1) = -U_1 R_4 / R_1 R_5, \quad \text{где } m = (R_3 R_4 - R_2 R_5) / R_5 (R_2 + R_3).$$

Как правило, при построении схемы выбирается $R_4 = R_5$, следовательно,

$$I_1 = -\frac{U_1}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - m R_L / R_1} \quad (8)$$

где $I_{10} = -U_1/R_1$ - ток идеального ИТУН.

Из (8) следует, что чем меньше отношение R_L/R_1 , тем ближе ИТУН к идеальному. В [35] выполнен анализ влияния входных токов и напряжений смещения, а также конечности коэффициента усиления ОУ на выходное сопротивление и погрешность задания выходного тока ИТУН по схеме рис. 7.

Методика расчета параметров ИТУН на основе схемы Хауленда изложена в [36]. ИТУН совместно с ОУ использован для создания инструментального усилителя [37].

Заключение. Сравнительный анализ существующих схем ИТУН показывает, что наилучшими техническими характеристиками обладает ИТУН по схеме рис. 7. В нем [35]:

- выходное сопротивление не зависит от напряжений и токов смещения ОУ и в случае применения инструментального усилителя составляет $R_{OUT} = 2500R_1$;
- при низком коэффициенте усиления ОУ погрешность задания выходного тока значительно возрастает; рекомендуется выбирать ОУ с коэффициентом усиления не менее $5 \cdot 10^4$;
- диапазон рабочих частот управляющего сигнала может достигать до 300 Гц (с погрешностью задания тока 0,1%), либо до 3 кГц (с погрешностью задания тока 1,0%).

Литература

1. **Miller B.** Single Amplifier Current Sources // Analog Dialogue.-1967.- Vol. 1, №1.- P. 5.
2. **Алексеев А.Г.** Основы микросхемотехники. Элементы морфологии микроэлектронной аппаратуры. – М.: Советское радио, 1971. – 352 с.
3. **Tobey G., Graeme J., Huelsman L.** Operational amplifiers: design and applications. - New York: McGraw-Hill, 1971. – 473 p.
4. **Гутников В.С.** Применение операционных усилителей в измерительной технике. – Л.: Энергия, 1975. – 120 с.
5. **Кофлин Р., Дрискол Ф.** Операционные усилители и линейные интегральные схемы/ Пер. с англ. –М.: Мир, 1979. – 362 с.
6. **Фишер Дж., Гетланд Х.Б.** Электроника - от теории к практике/ Пер. с англ. - М.: Энергия, 1980. - 400 с.
7. **Титце У., Шенк К.** Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство/ Пер. с нем. -М.: Мир, 1982. – 512 с.
8. **Данс Дж.Б.** Операционные усилители: Принцип работы и применение/ Пер. с англ. – М.: Энергоиздат, 1982. - 80 с.
9. Patent 4451779 US, cl. G05F 3/08. Voltage controlled current source / **P.G. Jonathan.**- 1984.

10. **Фолкенберри Л.** Применение операционных усилителей и линейных ИС/ Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с.
11. **Гутников В.С.** Интегральная электроника в измерительных устройствах. - Л.: Энергоатомиздат, Ленинградское отделение, 1988. - 304 с.
12. **Mark S.R.** Implementation and applications of current sources and current receivers // Burr-Brown Application Bulletin.– 1990 (602).- 746-7445. – 30 p.
13. **Хоровиц П., Хилл У.** Искусство схемотехники. – М.: Мир, 1998. – 704 с.
14. **Мамиконян Б.М., Мамиконян Х.Б., Назарян Е.Х.** Сравнительный анализ измерительных преобразователей напряжения в ток // Изв. НАН РА и ГИУА. Серия Техн. наук.- 2000.- Т. 53, №2. - С. 232-238.
15. **Симаков А.В.** Управляемые источники ЭДС и тока. Учет управляемых источников при расчете электрических цепей методами контурных токов и узловых потенциалов. - М.: МИИТ, 2007.- 31с.
16. Источники тока с незаземленной нагрузкой / http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/doc/op/funop_10_3.htm.
17. **Волович Г.** Мощные источники регулируемого тока на операционных усилителях // Современная электроника. – 2010.- № 5. - С. 36-39.
18. Patent 4618814 US, cl. G05F 1/44. Voltage-to-current converter circuit / **K. Kato, H. Sato.**- 1986.
19. Патент 1774475 SU по кл. H03K 4/48. Источник тока, управляемый напряжением / **В.Н. Сидорец** и др.- 1990.
20. **Sheingold D.H.** Impedance and admittance transformations using operational amplifiers // Lightning Empiricist.-1964.- Vol. 12, No. 1.- P. 1-8.
21. **Loe J.M.** Grounded-load current source uses one operational amplifier // Analog Dialogue.-167.- Vol. 1, Number 3.- P. 15-16.
22. Источники тока с заземленной нагрузкой / http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/doc/op/funop_10_4.htm.
23. Преобразователь «напряжение-ток» на основе схемы Хауленда / <https://gigabaza.ru/doc/33246.html>.
24. **Bertemes-Filho P., Felipe A., Vincence V.C.** High Accurate Howland Current Source: Output Constraints Analysis // Circuits and Systems. – 2013.- No. 4. – P. 451-458.
25. Patent 7449873 US, cl. G05F 3/16. Voltage controlled current source device / **V. Schaffer, R.T. Burt, J. Metzger.**- 2008.
26. Patent 5021729 US, cl. G05F 1/12. Differential current source / **J.F. Sutton.**- 1991.
27. Patent 5153499 US, cl. G05F 3/08. Precision voltage controlled current source with variable compliance / **J.J. Klesh.**- 1992.
28. Patent 5815012 US, cl. H02M 11/00. Voltage-to-current converter for high frequency applications / **R. Rivoir, F. Maloberti.**- 1998.
29. Patent 1410126 EO, cl. G05F 3/04. Differential current source with active common mode reduction / **G. Pomeroy.**- 2001.
30. Расчет выходного преобразователя «напряжение-ток» (ПНТ) / https://studbooks.net/2349488/tehnika/raschet_vyhodnogo_preobrazovatelya_napryazhenie

31. Neil Z., Malik R., Liao W. Difference Amplifier Forms Heart of Precision Current Source // Analog Dialogue.- 2009.- Vol. 43, Number 3.- P. 22-24.
32. Guo D. Choose resistors to minimize errors in grounded-load current source // Analog Dialogue.-2013.- Vol. 47, Number 2.- P. 16.
33. Выбор резисторов для минимизации ошибок в источнике тока / <http://meandr.org/archives/22588>.
34. Преобразователи «напряжение-ток»: назначение, области применения. Преобразователь «напряжение-ток» на основе схемы Хауленда. Методика определения выходного сопротивления / <https://bit.ly/2OHLEpv>
35. Исследование точностных характеристик источника тока для задач импедансометрии / <https://bit.ly/2y0ZauP>
36. Преобразователь «напряжение-ток» на основе схемы Хауленда / <https://gigabaza.ru/doc/33246.html>
37. Добрев Д. ОУ и источник тока эмулируют инструментальный усилитель // Радиолоцман. – 2017.- №8. – С. 66-67.

*Поступила в редакцию 25.09.2018.
Принята к опубликованию 17.01.2019.*

ԼԱՐՈՒՄՈՎ ԿԱՌԱՎԱՐՎՈՂ ՀՈՍԱՆՔԻ ԷԼԵԿՏՐՈՆԱՅԻՆ ԱՂՔՅՈՒՐՆԵՐԻ ԿԱՌՈՒՑՄԱՆ ՍԿԶԲՈՒՆՔՆԵՐԸ

Բ.Մ. Մամիկոնյան, Թ.Ա. Մելիքյան

Նկարագրված են այն հիմնական սկզբունքները, որոնցով կառուցվում են լարումով կառավարվող հոսանքի աղբյուրները (ԼԿՀԱ)՝ գործառնության ուժեղարարների (ԳՈՒ) հիման վրա: Դիտարկված են ԼԿՀԱ-ների սխեմաներ, որոնք նախատեսված են չհողանցված և հողանցված բեռնվածքների համար: Չհողանցված բեռնվածքներով ԼԿՀԱ-ները ամենապարզն են սխեմային իրականացման տեսանկյունից և հիմնականում օգտագործում են ԳՈՒ-ների այն հատկությունը, որ շրջող և չշրջող ուժեղարարներում հետադարձ կապի շղթայով հոսող հոսանքը կախված չէ այդ շղթայի դիմադրությունից, ուր և միացվում է բեռնվածքը: Ընդ որում, գերադասելի է չշրջող ուժեղարարի օգտագործումը, քանի որ այս դեպքում ԼԿՀԱ-ի կերպափոխման գործակիցը կախված չէ կառավարող ազդանշանի աղբյուրի ներքին դիմադրությունից: Հողանցված բեռնվածքով ԼԿՀԱ-ներն առավել կատարելագործված են. դրանցում բեռնվածքն ունի հողանցված սեղմակ, որն ընդհանուր է կառավարող լարման աղբյուրի հողանցված սեղմակի հետ: Դրանք բոլորը հիմնված են Հաուլենդի հոսանքի աղբյուրի սխեմայի օգտագործման վրա: Այդ սխեմայի տարբերակիչ առանձնահատկությունը լրացուցիչ դրական հետադարձ կապի շղթայի առկայությունն է: Հենց այդ շղթայով էլ իրականացվում է բեռնվածքի հոսանքի փոփոխության համակշռումը դրա դիմադրությունը փոփոխվելիս, սակայն դա տեղի է ունենում ռեգիստրների որոշակի հարաբերակցության դեպքում: Շարադրված է բոլոր դիտարկված ԼԿՀԱ-ների մաթեմա-

տիկական մոդելների որոշման մեթոդակարգը, որոնց վերլուծությամբ գնահատվել է դրանց որակը: Հետազոտվել է օգտագործվող ռեզիստորների դիմադրությունների ցրվածքի և ԳՈՒ-ների ոչ իդեալականության ազդեցությունը ԼԿՀԱ-ների աշխատանքի վրա: Ներկայացված են ԼԿՀԱ-ների լավագույն սխեմային լուծումների հիմնական բնութագրերը:

Առանցքային բառեր. հոսանքի աղբյուր, կառավարող ազդանշան, գործառության ռեզիստոր, հետադարձ կապ, կերպափոխման գործակից, ելքային դիմադրություն:

THE PRINCIPLES OF CONSTRUCTING VOLTAGE-CONTROLLED ELECTRONIC CURRENT SOURCES

B.M. Mamikonyan, T.A. Melikyan

The basic principles of construction of voltage controlled current sources (VCCS) on operational amplifiers (OA) are described. The schemes of VCCS designed for ungrounded and grounded loads are considered. The VCCS for ungrounded loads are the simplest in the scheme realization and basically use the following property of OA: in inverting and non-inverting amplifiers the current flows through the negative feedback and it is independent of the resistance of this circuit, to which the load is switched. In doing so, it is preferable to use a non-inverting amplifier, since in this case, the conversion coefficient of VCCS does not depend on the internal resistance of the control signal source. The VCCS for ground loads are more perfect, the load in them has a grounded clamp common with the control voltage source grounded clamp. All of them are based on the use of the Howland current source circuit. A distinctive feature of this scheme is the presence of an additional positive feedback circuit. The compensation of the current change in the load while its resistance changes is carried out through this circuit, however, this happens under specified ratios of resistors. The method of determining the mathematical models of all VCCS reviewed is considered, by the analysis of which their quality is evaluated. The influence of the resistance variation of the resistors used and the imperfection of the OA on the VCCS scheme operation has been studied. The main characteristics of the best circuit solutions of VCCS are given.

Keywords: current source, control signal, operational amplifier, feedback, conversion coefficient, output resistance.