

Мощные источники регулируемого тока на операционных усилителях

Георгий Волович (Челябинск)

В статье рассмотрена схемотехника преобразователей напряжение–ток с большими выходными токами. Приведены основные соотношения, устанавливающие связь между входными и выходными сигналами, обсуждаются вопросы устойчивости при работе на активно-индуктивную нагрузку.

Источники тока, управляемые напряжением (ИТУН, или преобразователи напряжение-ток), предназначены для обеспечения нагрузки током, который не зависит от вых одного напряжения источника и регулируется только входным напряжением схемы. Такие источники применяются в измерительных схемах, например, при измерении сопротивления, для управления моментными электродвигателями и соленоидами и т.п.

Одна из распространённых схем источников тока на основе операционного усилителя (ОУ) приведена на рисунке 1, где R_L – нагрузка источника. Полагая входной ток и смещение нуля ОУ незначительными, для определения выходного сопротивления этой схемы по отношению к нагрузке R_L запишем:

$$I = (U_1 - U_d)/R,$$

$$U_d = -(U_{OUT}/K_U),$$

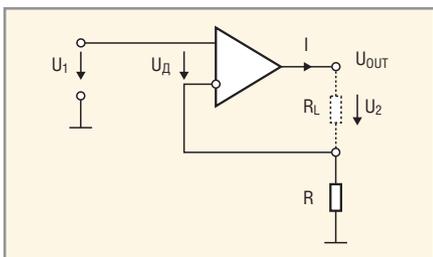


Рис. 1. Схема источника тока с нагрузкой в цепи обратной связи ОУ

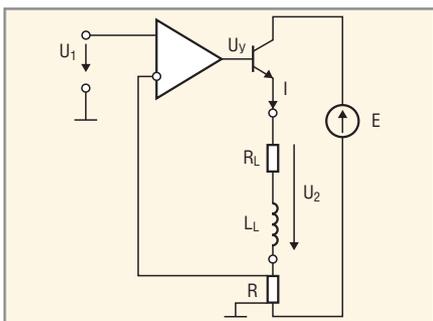


Рис. 2. Источник тока с эмиттерным повторителем

$$U_2 = U_{OUT} - U_1,$$

где K_U – коэффициент усиления ОУ. Отсюда получим следующее соотношение:

$$I = \frac{U_1 (K_U - 1) - U_2}{K_U R}. \quad (1)$$

Таким образом, вых одное сопротивление источника тока будет равно $R_{OUT} = -\partial U_2 / \partial I = K_U R$. Оно пропорционально дифференциальному коэффициенту усиления ОУ, причём поскольку K_U зависит от частоты входного сигнала, выходное сопротивление схемы будет убывать с частотой. Из формулы (1) также следует, что при $K_U \rightarrow \infty$

$$I = U_1 / R. \quad (2)$$

При использовании мощного усилителя (например, LM12 или какого-либо из усилителей фирмы Арех) можно обеспечить ток через нагрузку до десятков ампер. Однако мощные ОУ довольно дороги, поэтому в случае, когда ток через нагрузку однонаправленный, для упрочнения вых ода обычного ОУ можно использовать эмиттерный либо истоковый повторитель.

Схема мощного преобразователя напряжение–ток на основе эмиттерного повторителя представлена на рисунке 2. При конструировании мощных источников тока необходимо обратить внимание на подключение резистора R, величина которого, как

следует из (1) и (2), определяет выходной ток. Этот резистор должен быть подключен по четырёхпроводной схеме.

Типичная н агрузка м ольных и сточников тока (моментные электродвигатели, соленоиды) имеет активно-индуктивный характер и создаёт в передаточной функции (ПФ) контура регулирования схемы дополнительный полюс. Операционный усилитель также обладает ПФ с одним или двумя полюсами [1]. Поэтому схема, показанная на рисунке 2, может быть неустойчивой.

Для оценки устойчивости источника тока по схеме рис. 2 можно воспользоваться моделированием в пакете программ VisSim. Модель и сточника тока (см. рис. 3) включает модель ОУ (ПФ $W_{OY}(s)$ и нелинейный блок-ограничитель (НБ)), а также модель активно-индуктивной нагрузки [2]. Частотные свойства транзистора, включенного по схеме с общим коллектором, здесь не учитываются.

Пример 1. Пусть в схеме, приведённой на рис. 2, включен ОУ типа AD8675 с ПФ

$$W(s) = \frac{10^6}{1 + 0,016s}.$$

Остальные п арамeтры с хемы: $L_L = 0,01$ Гн, $R_L = 0,1$ Ом, $R = 0,05$ Ом. Используя функцию *Frequency Response*, построим логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАЧХ) разомкнутого контура р егулирования схемы (см. рис. 4). Графики показывают, что при значительной полосе пропускания (ч астога с реза ω_{cp} около $16\,000\text{ с}^{-1}$) система об ладае т запасом устойчивости по фазе ϕ_3 , близким к нулю. Даже малое дополнительное фазовое запаздывание, обусловленное, на-

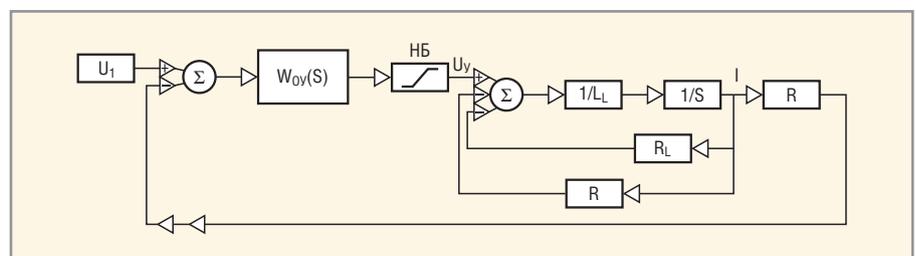


Рис. 3. Модель источника тока в среде VisSim

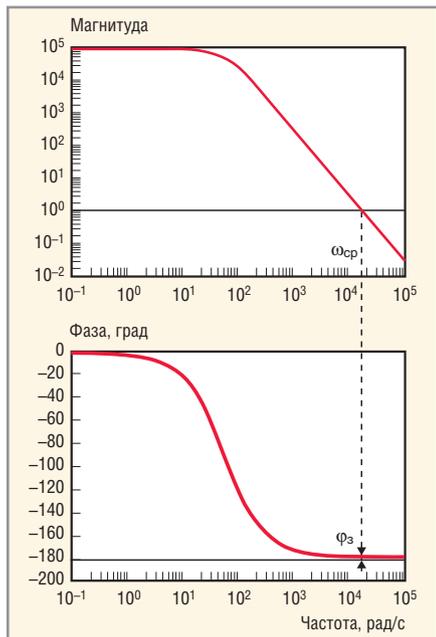


Рис. 4. Логарифмические частотные характеристики для Примера 1

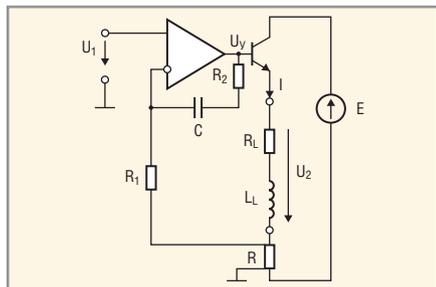


Рис. 5. Схема источника тока с ПИ-регулятором

пример, частотными свойствами эмиттерного повторителя, приведёт к самовозбуждению схемы.

Для повышения запасов устойчивости можно охватить ОУ местной обрат-

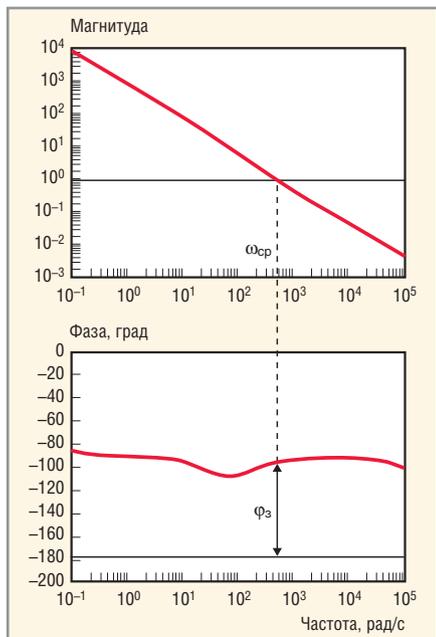


Рис. 7. Логарифмические частотные характеристики для Примера 2

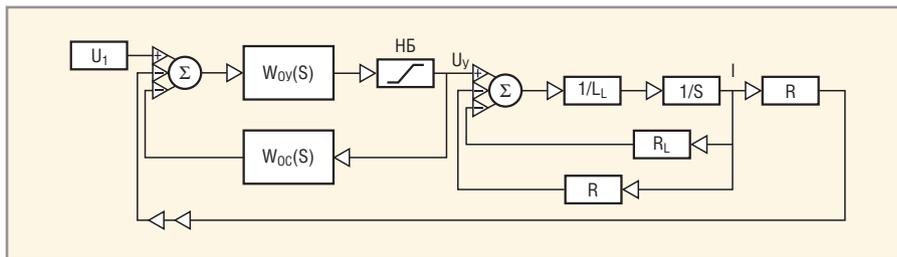


Рис. 6. Модель схемы рис. 5 в среде VisSim

ной связью, которая превращает его в пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор (см. рис. 5). Модель в среде VisSim для такого включения приведена на рисунке 6, где $W_{OC}(s)$ – ПФ звена обратной связи

$$W_{OC}(s) = \frac{sR_1C}{1+sR_2C}$$

Пример 2. В схеме, приведённой на рисунке 5, $R_1C = 0,0001$, $R_2C = 0,01$. Остальные параметры те же, что и в схеме рис. 2. Логарифмическая АЧХ разомкнутого контура регулирования схемы рис. 5 представлена на рисунке 7. Видно, что полоса пропускания системы уменьшилась до 500 с^{-1} , но запас устойчивости по фазе составляет примерно 85 градусов, что гарантирует устойчивость системы без дополнительной настройки.

Недостаток схемы с эмиттерным повторителем состоит в том, что напряжение на нагрузке ограничено напряжением питания ОУ. Поэтому, если на нагрузке должно быть высокое напряжение, необходимо применять дорогие высоковольтные ОУ.

Другой путь построения высоковольтного источника тока – включение нагрузки в цепь коллектора (стока) выходного усиливающего транзистора (см. рис. 8). Использование МОП-транзистора предпочтительно, поскольку ток в управляющий электрод не отводится и, следовательно, ток через нагрузку равен току через измерительный резистор R.

Выходное напряжение ОУ устанавливается таким, чтобы напряжение на резисторе R было равно U_1 . При этом ток через резистор R будет равен U_1/R . Выходной ток источника определяется соотношением $I = U_1/R$. Найдём выходное сопротивление преобразователя напряжение-ток на ОУ с полевым транзистором. Уравнение в приближениях цепи затвора МОП-транзистора в этой схеме имеет вид:

$$K_U (\Delta U_1 - \Delta I_S R) = \Delta U_{GS} + \Delta I_S R, \quad (3)$$

где K_U – коэффициент усиления ОУ. Уравнение цепи стока

$$\Delta U_{DS} + \Delta I_S R + \Delta U_2 = E, \quad (4)$$

Поскольку $\Delta I_S = \Delta I = S \Delta V_{GS}$, а

$$\Delta U_{DS} = \frac{\Delta I_S}{g_D},$$

где S – крутизна, а g_D – стоковая проводимость МОП-транзистора, из уравнений (3) и (4) с достаточной точностью получается:

$$\Delta I = \Delta I_S \approx \frac{\Delta U_1}{R} - \frac{g_D \Delta U_2}{RSK_U}$$

Отсюда

$$\frac{1}{R_{OUT}} = - \frac{\partial I}{\partial U_2} = \frac{g_D}{RSK_U},$$

и, следовательно,

$$R_{OUT} = \frac{RSK_U}{g_D}. \quad (5)$$

Последняя формула показывает, что выходное сопротивление источника тока сильно зависит от выходной проводимости МОП-транзистора. Если в результате, например, увеличения сопротивления нагрузки напряжение стока-исток уменьшается настолько, что транзистор начинает работать в обратной (начальной) части выходных характеристик, проводимость g_D может возрасти в сотни тысяч или даже в миллионы раз. Это приведёт к резкому уменьшению выходного сопротивления источника.

Выходное сопротивление схемы, показанной на рисунке 8, существенно зависит от выходного тока. Действительно, ток стока мощного МОП-транзистора в области больших напряжений стока-исток ($U_{DS} > U_{GS} - U_{th}$, где U_{th} – пороговое напряжение затвора-исток) с учётом модуляции длины канала определяется формулой [3]:

$$I = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{th})^2 \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A} \right), \quad (6)$$

где $U_A \approx 20 \dots 100 \text{ В}$ – напряжение Эрли, $K = \partial S / \partial U_{GS} [\text{А/В}^2]$ – удельная крутизна – параметр, мало зависящий от тока стока.

Дифференциальная проводимость транзистора

$$g_D = \frac{\partial I}{\partial U_{DS}} = \frac{K}{2U_A} (U_{GS} - U_{th})^2,$$

или, с учётом (6),

$$g_D = \frac{I}{U_{DS} + U_A}, \quad (7)$$

а крутизна

$$S = \frac{\partial I}{\partial U_{GS}} = K(U_{GS} - U_{th}) \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A}\right), \quad (8)$$

Подставив в (8) значение $(U_{GS} - U_{th})$, найденное из (6), получим:

$$S = \sqrt{2KI \left(1 + \frac{U_{DS}}{U_A}\right)} \approx \sqrt{2KI}. \quad (9)$$

Подставляя (7) и (9) в (5), найдём окончательно

$$R_{OUT} = RK_U (U_{DS} + U_A) \sqrt{\frac{2K}{I}}, \quad (10)$$

т.е. с ростом тока выходное сопротивление схемы уменьшается.

Если нагрузка в схеме рис. 8 активно-индуктивная, то в ПФ контура регулирования появляется полюс, ухудшающий устойчивость схемы. Этот полюс обусловлен емкостной

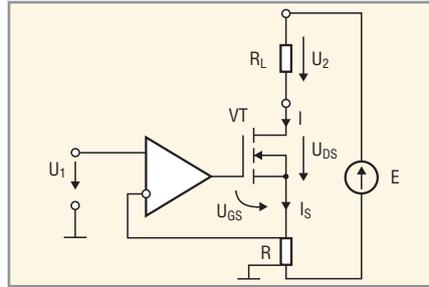


Рис. 8. Схема источника тока с МОП-транзистором

связью между стоком и затвором (эффектом Миллера). Для уменьшения ёмкости Миллера необходимо стабилизировать потенциал стока транзистора. Сделать это можно, например, включив дополнительный транзистор по каскодной схеме (см. рис. 9). Э.д.с. источника смещения E_{OF} выбирается такой, чтобы напряжение сток-исток транзистора VT_1 составляло примерно 3 В. Анализ устойчивости этой схемы очень сложен, поэтому для компенсации фазового запаздывания, вносимого нагрузкой, полезно включить параллельно нагрузке цепочку $R_K C_K$. Если это окажется недостаточно точным, можно использовать ПИ-регулятор, как в схеме рис. 5.

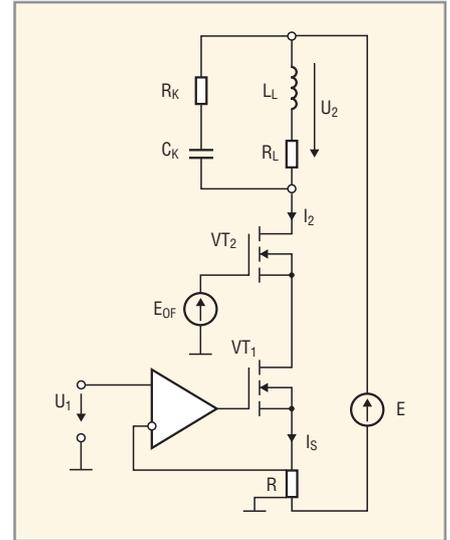


Рис. 9. Схема источника тока с каскодным включением транзисторов

ЛИТЕРАТУРА

1. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. Додэка-XXI, 2007.
2. Волович Г.И. Моделирование одноканальных DC/DC-преобразователей в пакете VISSIM. Современная электроника. 2005. № 3.
3. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Т. 1. Додэка-XXI, 2008. ©