

Операционные усилители с обобщенной токовой обратной связью

Н.Н. Прокопенко¹, А.С. Будяков¹, Е.М. Савченко²

¹Проблемная лаборатория перспективных технологий и процессов Центра исследования проблем безопасности РАН и ЮРГУЭС, НТЦ «МикАн», prokopenko@sss.ru

²ФГУП «НПП «Пульсар», jener2000@mail.ru

Аннотация — Предлагается архитектура быстродействующих операционных усилителей (ОУ) с обобщенной токовой обратной связью. Такие ОУ позволяют сохранить все преимущества ОУ с обратной связью по напряжению и обеспечить постоянство полосы пропускания при изменении коэффициента передачи операционных преобразователей на их основе.

I. ВВЕДЕНИЕ

Современные операционные усилители строятся на основе двух базовых архитектур – с обратной связью по напряжению (ОУ с ОСН) и с токовой обратной связью (ОУ с ТОС) [1]. Каждая из известных архитектур имеет свои преимущества и недостатки. Так при изменении коэффициента передачи операционного преобразователя на основе ОУ с ОСН невозможно обеспечить постоянную полосу пропускания, тогда как в ОУ с ТОС она практически не изменяется. Однако ОУ с ТОС имеют несимметричный входной каскад и не допускают применения конденсаторов между выходом и неинвертирующим входом ОУ, что не позволяет применять их в некоторых типах операционных преобразователей.

В этой связи, синтез структуры ОУ, которая бы сочетала основные преимущества ОУ с ТОС и ОУ с ОСН представляется актуальной задачей аналоговой микросхемотехники.

II. СУЩЕСТВЕННЫЕ ПРИЗНАКИ РАССМАТРИВАЕМЫХ СТРУКТУР

Выполненный в [1] анализ позволяет выделить существенные признаки, присущие усилителям с ТОС и ОСН:

1. В схемах входных каскадов ОУ обоих классов всегда имеется резистор R_s (или его эквивалент), определяющий крутизну (S_y) преобразования разности напряжений на входе входного каскада ОУ ($u_{вх}$) в ток заряда i_2 корректирующей емкости C_k . Причем

$$S_y = i_2 / u_{вх} \approx 1 / R_s .$$

Этот же резистор определяет петлевое усиление ОУ (рис. 1).

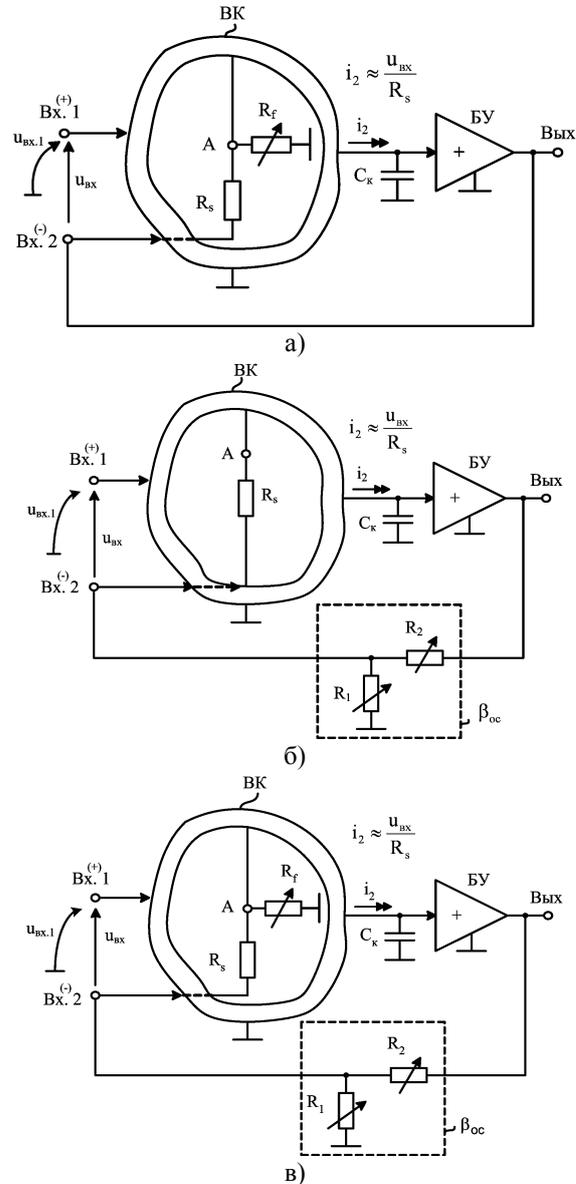


Рис. 1. Структурные особенности ОУ с ТОС (а) ОСН (б) и обобщенной токовой обратной связью (в)

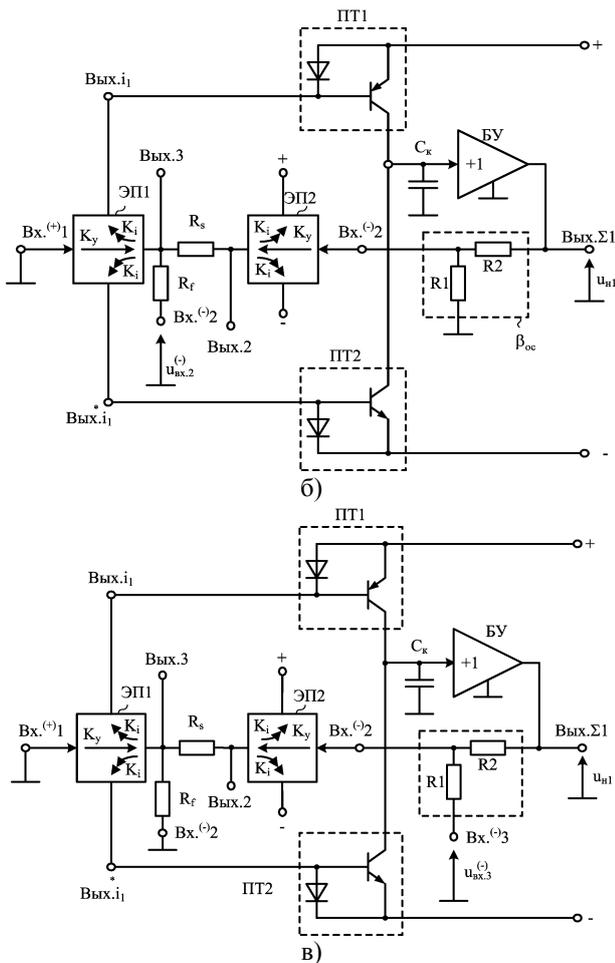


Рис. 3. Функциональные схемы ОУ с обобщенной ТОС

Рассмотрим свойства схемы рис. 3а. Если напряжение сигнала $u_{вх.1}$ подается на неинвертирующий вход $Vx.^{(+)1}$, то выходные напряжения в узлах «Вых.3», «Вых.2», «Вых.Σ1» при большом петлевом усилении ($T \gg 1$) определяются следующими соотношениями:

$$u_{н3} = K_{п13}^{(+)} u_{вх.1}, \quad u_{н2} = K_{п12}^{(+)} u_{вх.1}, \quad u_{н1} = K_{п11}^{(+)} u_{вх.1},$$

$$\text{где } K_{п13}^{(+)} \approx 1; \quad K_{п12}^{(+)} \approx 1 + \frac{R_s}{R_f}, \quad K_{п11}^{(+)} \approx \left(1 + \frac{R_s}{R_f}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right).$$

Из последних формул следует, что коэффициенты передачи $K_{п12}^{(+)}$ и $K_{п11}^{(+)}$ могут изменяться достаточно независимо в широких пределах, причем их отношение:

$$\frac{K_{п11}^{(+)}}{K_{п12}^{(+)}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Например, если выбрать $R_s = R_f$ и $R_2 = R_1$, то на низких частотах численные значения коэффициентов передачи $K_{п11}^{(+)} = 4$, $K_{п12}^{(+)} = 2$, $K_{п13}^{(+)} = 1$, $K_{п11}^{(+)} / K_{п13}^{(+)} = 4$, $K_{п11}^{(+)} / K_{п12}^{(+)} = 2$.

На высоких частотах комплексный коэффициент передачи со входа $Vx.^{(+)1}$ к выходу $Vx.2$ не зависит от сопротивления резистора R_f :

$$\dot{K}_{п12}^{(+)} = \frac{K_{п12}^{(+)}}{1 + C_k R_s \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) j\omega}.$$

Таким образом, изменение $K_{п12}$ и $K_{п11}$ путем изменения R_f не будут приводить к изменению полосы пропускания ОУ

$$\omega_b = \frac{1}{C_k R_s \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}.$$

Если входной сигнал $u_{вх.2}^{(-)}$ подается на инвертирующий вход $Vx.^{(+)2}$ (рис. 3б), то при большом петлевом усилении ($T \gg 1$) выходные напряжения ОУ

$$u_{н3} = K_{п23}^{(-)} u_{вх.2}^{(-)}, \quad u_{н2} = K_{п22}^{(-)} u_{вх.2}^{(-)}, \quad u_{н1} = K_{п21}^{(-)} u_{вх.2}^{(-)},$$

$$\text{где } K_{п23}^{(-)} \approx 0, \quad K_{п22}^{(-)} = -\frac{R_s}{R_f}, \quad K_{п21}^{(-)} = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_s}{R_f}.$$

В том случае, когда сигнал $u_{вх.3}^{(-)}$ подается на инвертирующий вход $Vx.^{(+)3}$ (рис. 3в)

$$u_{н3} = K_{п33}^{(-)} u_{вх.3}^{(-)}, \quad u_{н2} = K_{п32}^{(-)} u_{вх.3}^{(-)}, \quad u_{н1} = K_{п31}^{(-)} u_{вх.3}^{(-)},$$

$$\text{где } K_{п33}^{(-)} \approx 0, \quad K_{п32}^{(-)} \approx 0, \quad K_{п31}^{(-)} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Таким образом, ОУ рис. 3 в схеме с обратной связью имеет три низкоомных выхода и три входа, что значительно расширяет его функциональные возможности при работе в структуре аналоговых интерфейсов, а также характеризуется инвариантностью полосы пропускания при изменении коэффициентов передачи (при $R_2 / R_1 = \text{const}$).

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для подтверждения приведенных выше аналитических выражений, было проведено моделирование ОУ на основе структуры рис. 3а при различных коэффициентах передачи по напряжению ($K_{y.oc}$). Схема неинвертирующего усилителя с обобщенной ТОС приведена на рис. 4 (были использованы модели транзисторов комплементарной биполярной технологии ФГУП НПП «Пульсар»). В этой схеме используется классическая 100%-я обратная связь по напряжению (исключены резисторы R1, R2 рис. 3а), а коэффициент передачи токовой обратной связи (определяется резисторами R_s, R_f на рис. 3а и рис. 4) изменялся варьированием номинала резистора R_f в пределах от 0 до

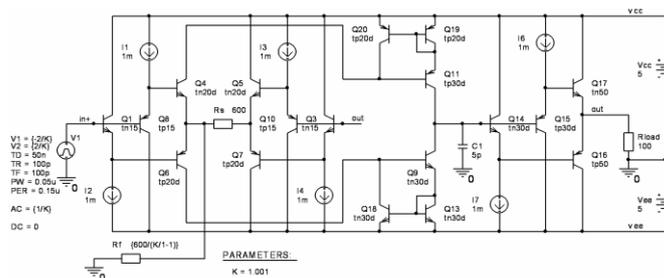


Рис. 4. Схема модели ОУ с обобщенной токовой обратной связью в среде PSpice

$0,11R_s$. При этом коэффициент передачи усилителя изменялся в пределах $K_{y.OC}=1 \div 10$.

На рис. 5а приведены нормированные амплитудно-частотные характеристики, а на рис. 5б зависимость верхней граничной частоты ОУ рис. 4 при изменении $K_{y.OC}$.

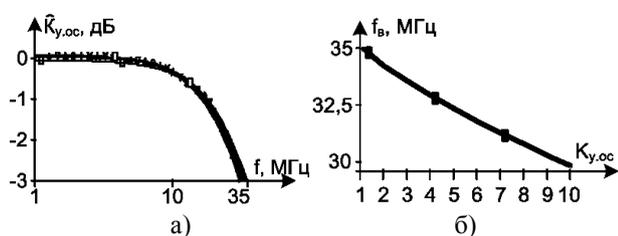


Рис. 5. Нормированные частотные характеристики (а) и зависимость верхней граничной частоты (б) ОУ рис. 4 при изменении коэффициента передачи ($K_{y.OC}$)

На рис. 6а приведены нормированные переходные характеристики, а на рис. 6б зависимость времени фронта и спада переходных характеристик ОУ рис. 4 при изменении $K_{y.OC}$.

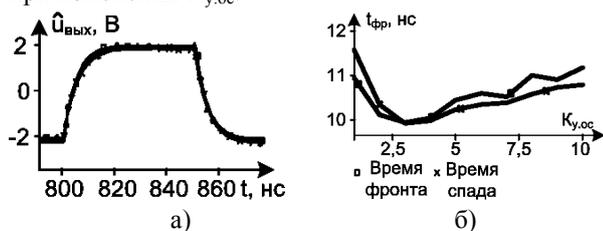


Рис. 6. Нормированные переходные характеристики (а) и зависимость времени фронта и спада от коэффициента передачи $K_{y.OC}$ в схеме усилителя с обобщенной токовой обратной связью рис. 4

Как показывают результаты моделирования верхней граничной частоты (f_b), времен фронта ($t_{фр}$) и спада переходных характеристик, основные динамические параметры схемы ОУ рис. 4 с обобщенной токовой обратной связью практически не зависят от коэффициента передачи. Так верхняя граничная частота изменяется на 14% (рис. 5б), а время фронта и спада переходной характеристики – в пределах 13% (рис. 6б).

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренная архитектура ОУ с обобщенной токовой обратной связью позволяет обеспечить постоянную полосу пропускания и время фронта различной полярности выходного напряжения при изменении коэффициента передачи решающего усилителя. Причем независимость основных динамических параметров обеспечивается без нарушения симметрии входного каскада, что положительно сказывается на статических и динамических параметрах ОУ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Прокопенко, Н.Н. Предельные динамические параметры операционных усилителей с обратной связью по напряжению и усилителей с «токовой обратной связью» в линейном и нелинейном режимах [Текст] / Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков, Е.М. Савченко, С.В. Корнеев // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем: II Всероссийская научно-техническая конференция. – М.:ИППМ РАН, 2006. «Специализированные аналого-цифровые микросхемы и СФ-блоки». – С. 229-235.
- [2] Прокопенко, Н.Н. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах [Текст]: монография / Н.Н. Прокопенко. – Ростов н/Д.: Изд-во Северо-Кавказского научного центра высшей школы, 2000. – 224 с.
- [3] Прокопенко, Н.Н. Операционные усилители с обобщенной потенциальной обратной связью [Текст] / Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков, А.В. Хорунжий // Твердотельная электроника, сложные функциональные блоки РЭА: Материалы VI научно-технической конференции. – М.: МНТОРЭС им. А.С. Попова, 2007.
- [4] Пат. 2310267 Российская Федерация, С1, МПК7 H03F 3/45. Широкополосный дифференциальный операционный усилитель [Текст] / Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Савченко Е.М.; заявитель и патентообладатель Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса. № 2006111965; заяв. 10.04.2006; опубл. 10.11.2007, Бюл. № 31.