

Предельные динамические параметры операционных усилителей с обратной связью по напряжению и усилителей с «токовой обратной связью» в линейном и нелинейном режимах

Савченко Е.М., Корнеев С.В., Будяков А.С.
 Прокопенко Н.Н. (prokopenko@sssu.ru)

Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса
 ФГУП НПП «Пульсар»

В связи с непрекращающейся дискуссией [1-4, 19] о преимуществах и недостатках операционных усилителей (ОУ) с обратной связью по напряжению (ОСН) и ОУ с так называемой «токовой обратной связью» (ТОС) [5-15, 18, 19] представляет интерес исследование их динамических параметров с учетом нелинейностей каскадов.

Существенные нелинейности входных каскадов ОУ. Сравнительный анализ свойств ОУ с ТОС и ОСН проведен в работах [1,2] не совсем корректно. Некорректность сравнения проявляется в том, что в рамках одного типа обратных связей (рис. 1, 3) в их классическом толковании [10] сравнивается быстродействие ОУ с линейным входным каскадом (ТОС, рис. 2) и ОУ с нелинейным входным каскадом (ОСН).

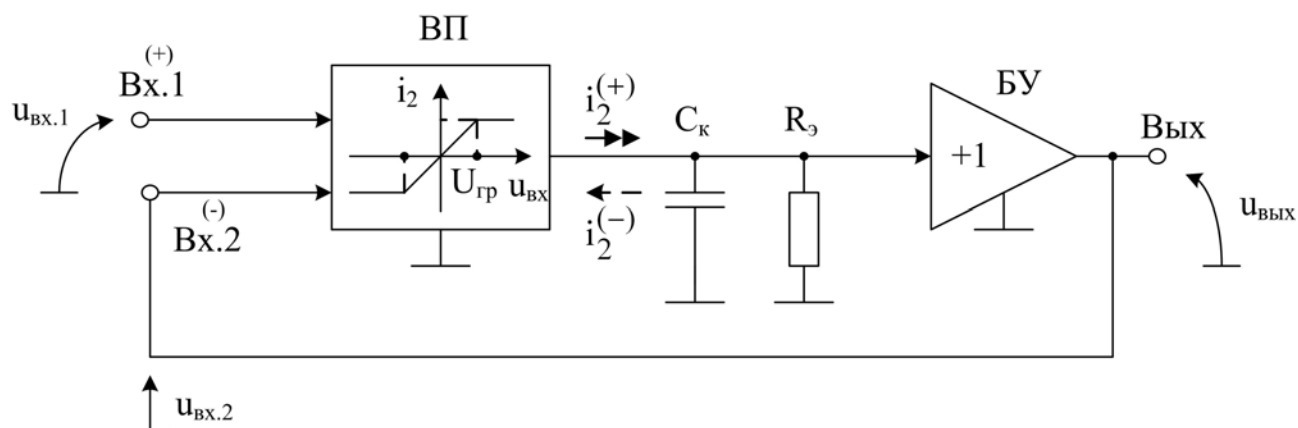


Рис. 1. Обобщенная функциональная схема ОУ с ТОС и ОУ с ОСН

При этом часто упускается из внимания достаточно обширный класс так называемых квазилинейных входных каскадов ОУ с ОСН [8, 9], у которых выходной ток пропорционален входному напряжению в широком диапазоне дифференциальных сигналов. Более корректным было бы сравнение ОУ с ТОС и ОУ с ОСН при условии, что в качестве входного каскада ОУ с ОСН используется дифференциальный усилитель с широким диапазоном активной работы, например мостовой каскад на основе «бриллиантовых» транзисторов [16].

Для ОУ с архитектурой рис. 1, т.е. ОУ с ОСН и ТОС, максимальная скорость нарастания выходного напряжения определяется по формуле [8]

$$\vartheta_{\text{вых}} = 2\pi f_1 U_{\text{гр}}, \tag{1}$$

где f_1 - частота единичного усиления по петле обратной связи,

$U_{\text{гр}}$ - напряжение ограничения входной подсистемы ВП (входного каскада) [8].

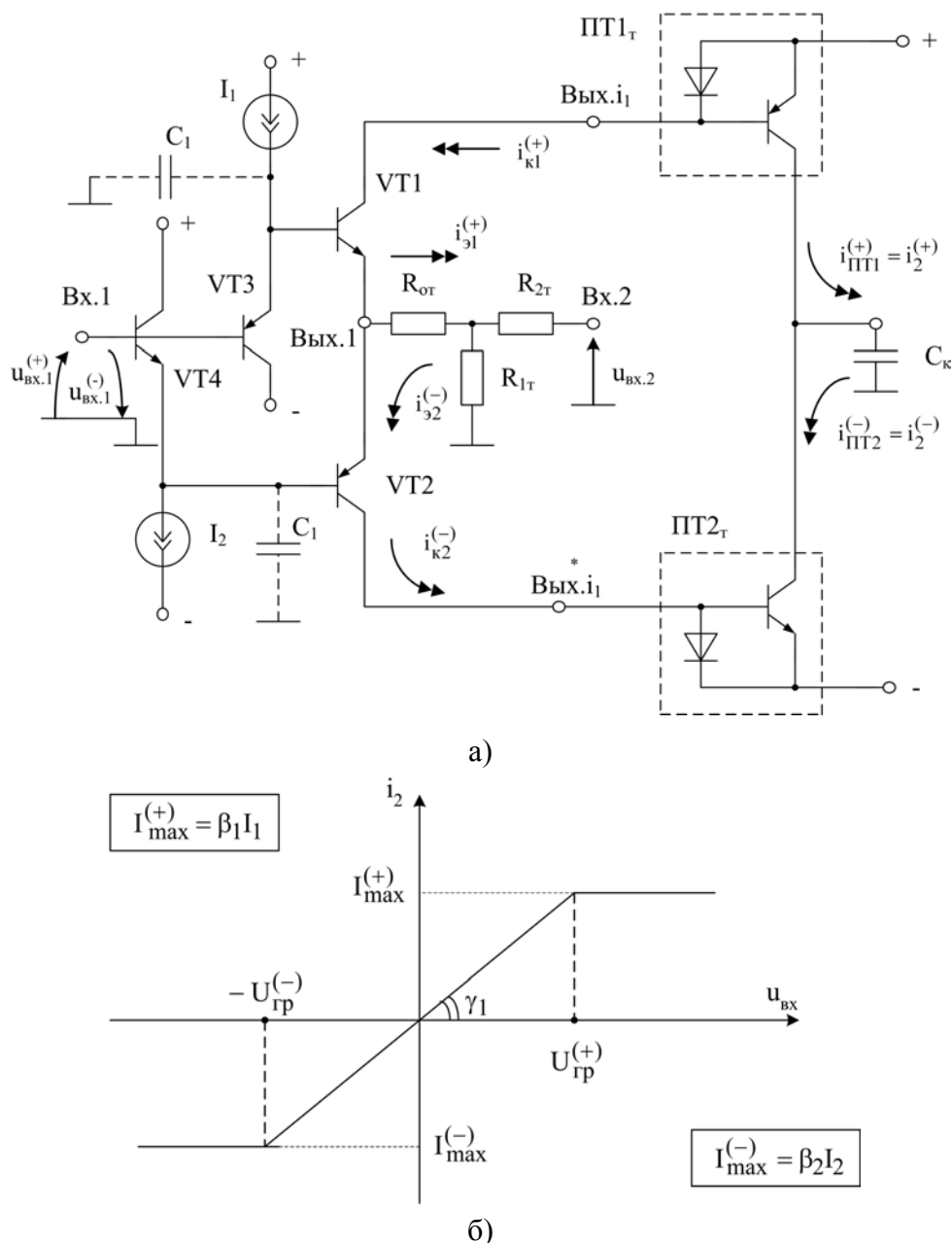


Рис. 2. Входная подсьема ОУ с ТОС (а) и ее проходная характеристика (б)

Для классических входных каскадов ОУ с ОСН [2] напряжения ограничения $U_{гр} \approx 50$ мВ. С другой стороны, диапазон активной работы входной подсьемы рис. 2а значительно больше, чем 50 мВ (рис.2б) и зависит от параметров элементов схемы следующим образом [3]:

$$U_{гр}^{(+)} = \beta_1 I_1 (R_{от} + R_{1т} \parallel R_{2т}), \tag{2}$$

где β_1 - коэффициент усиления по току базы транзистора VT1

$R_{от}$ – эквивалентное выходное сопротивление входного двухтактного эмиттерного повторителя ДЭП.

Физический смысл формулы (2) состоит в том, что максимальный ток коллектора (эмиттера) транзистора VT1 (рис. 2а) не может быть больше, чем $I_{max} = I_{\text{э}1}^{(+)} = \beta_1 I_1$. Этому току соответствует напряжение ограничения (2), которое определяется как падение напряжения от тока I_{max} на эквивалентном сопротивлении, зависящем от $R_{от}$, $R_{2т}$, $R_{1т}$. Практически при $R_{от} \ll R_{2т}$, $R_{от} \ll R_{1т}$

$$U_{гр}^{(+)} \approx \beta_1 I_1 \frac{R_{1T} R_{2T}}{R_{1T} + R_{2T}} \approx \beta_1 I_1 R_{2T}. \quad (3)$$

Обобщенные функциональные схемы сравниваемых усилителей. Сравнение ОУ с ОСН (рис. 3а) и ТОС (рис. 3б) проведем для случая, когда входной каскад ОУ с ОСН выполнен по схеме quad-core [16].

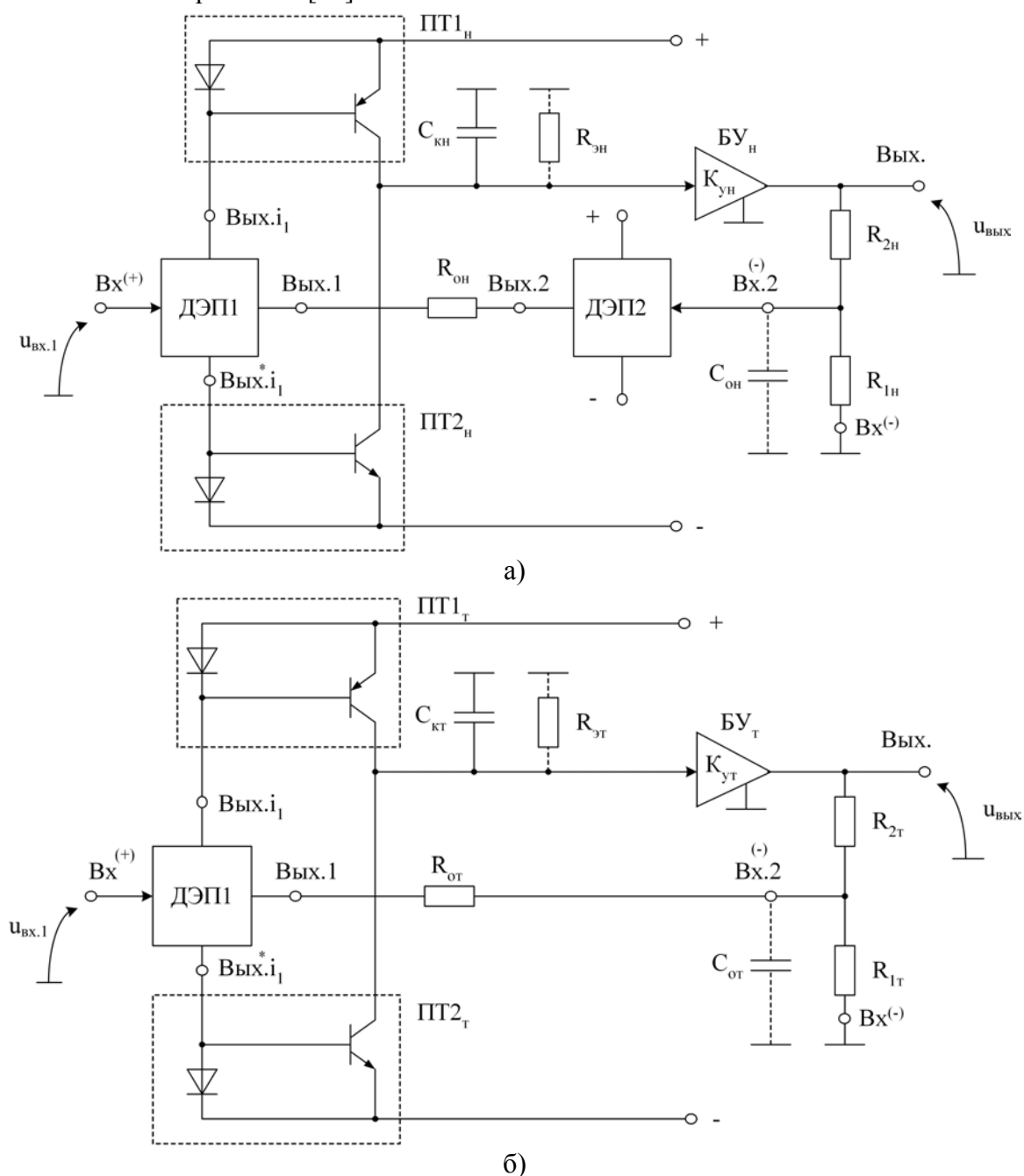


Рис. 3. Основные модификации операционных усилителей с мостовыми входными каскадами (а – ОУ с ООС по напряжению; б – ОУ с токовой обратной связью)

Эта схема включает мостовой входной каскад на основе двухтактных эмиттерных повторителей ДЭП1, ДЭП2 (таких как рис. 2а), буферный усилитель БУн, повторители тока ПТ1н, ПТ2н, корректирующую емкость Cкн, а также резисторы обратной связи R2н и R1н. Интересно заметить, что существенное отличие функциональной схемы ОУ с ТОС рис. 3б от схемы ОУ с ОСН рис. 3а состоит в отсутствии правого двухтактного эмиттерного повторителя ДЭП2, что и создает дополнительные условия для некоторого улучшения его

динамических параметров. Однако это качество обеспечивается ценой ухудшения других, в частности, статических характеристик, появлением асимметрии и т.д.

Параметры ОУ при одинаковых петлевых усилениях. С учетом анализа, выполненного в [11] при коэффициенте усиления буферного усилителя $K_{\text{бу}} = 1$, $C_{\text{от}} = 0$ петлевое усиление ОУ с ТОС рис. 3б можно привести к виду:

$$\dot{T}_T(j\omega) = \frac{\dot{Z}_i(j\omega)}{\dot{Z}_e(j\omega)}, \quad (4)$$

где $\dot{Z}_i(j\omega)$ - комплекс сопротивления передачи подсхемы ВП, зависящий от внутренних элементов ОУ с ТОС;

$\dot{Z}_e(j\omega)$ - комплекс сопротивления, зависящий в основном от внешних элементов микросхемы ОУ с ТОС.

Причем

$$\dot{Z}_i(j\omega) = \frac{\dot{K}_{1H}(j\omega)\dot{K}_{T1}(j\omega)R_{\text{эт}}}{1 + j\omega C_{\text{кт}}R_{\text{эт}}}, \quad (5)$$

$$\dot{Z}_e(j\omega) \approx \left[R_{2T} + R_{\text{от}}^* \left(1 + \frac{R_{2T}}{R_{1T}} \right) \right] \left[1 + \frac{R_{\text{бу}}}{R_H} \right] + R_{\text{бу}} \left(1 + \frac{R_{\text{от}}^*}{R_{1T}} \right), \quad (6)$$

где $\dot{K}_{1H}(j\omega)$ - коэффициент передачи по напряжению подсхемы ДЭП1 с ее входа на выход «Вых.1»;

$\dot{K}_{T1}(j\omega)$ - коэффициент передачи по току подсхемы «ДЭП1-ПТ1_T» от узла «Вых.1» к резистору $R_{\text{эт}}$ при $R_{\text{эт}} \approx 0$;

$R_{\text{от}}^*$ - суммарное сопротивление резистора $R_{\text{от}}$ и выходного сопротивления R_i подсхемы ДЭП1 ($R_{\text{от}}^* = R_{\text{от}} + R_i$);

$R_{\text{бу}}$ - выходное сопротивление буферного усилителя БУ_T;

R_H - сопротивление нагрузки решающего усилителя рис. 3б.

Если учесть, что в реальных схемах $R_{\text{от}}^* \ll R_{2T}$, $R_{\text{от}}^* \ll R_{1T}$, $R_{\text{бу}} \ll R_H$, $R_{\text{бу}} \ll R_{2T}$, $R_{\text{бу}} \ll R_{1T}$, а также полагая, что $\dot{K}_{1H}(\omega) \approx 1$, $\dot{K}_{T1}(j\omega) \approx 1$, уравнение (5) можно существенно упростить:

$$\dot{T}_T(j\omega) = \frac{T_{\text{от}}}{1 + j\omega C_{\text{кт}}R_{\text{эт}}}, \quad (7)$$

где $T_{\text{от}} = \frac{R_{\text{эт}}}{R_{2T}}$ - петлевое усиление ОУ с ТОС в диапазоне низких частот.

Таким образом, петлевое усиление операционного усилителя с ТОС определяется численными значениями только одного (R_{2T}) из двух внешних резисторов (R_{2T} , R_{1T}), а постоянная времени, обеспечивающая устойчивость петли обратной связи, определяется произведением

$$\tau_{\text{к.т}} = C_{\text{кт}}R_{\text{эт}}. \quad (8)$$

С другой стороны, петлевое усиление ОУ с ОСН рис. 3а при тех же допущениях зависит от двух резисторов обратной связи R_{2H} , R_{1H} :

$$\dot{T}_H(j\omega) = \frac{T_{\text{он}}}{1 + j\omega C_{\text{кн}}R_{\text{эн}}}, \quad (9)$$

где $T_{\text{он}} = \beta_{\text{ос}} \frac{R_{\text{эн}}}{R_{\text{он}}} = \left[K_{\text{п.н}}^{(+)} \right]^{-1} \frac{R_{\text{эн}}}{R_{\text{он}}}$; (10)

$$\beta_{oc} = \frac{1}{1 + \frac{R_{2H}}{R_{1H}}} = [K_{п.н}^{(+)}]^{-1} - \text{коэффициент обратной связи ОУ с ОСН};$$

$K_{п.н}^{(+)}$ - коэффициент передачи неинвертирующего замкнутого ОУ с ОСН, обратно пропорциональный β_{oc} .

Для получения одинаковых значений петлевого усиления ($T_{он} = T_{от}$) необходимо иметь

$$\frac{R_{эH}}{R_{он}} \cdot \frac{R_{1H}}{R_{1H} + R_{2H}} = \frac{R_{эT}}{R_{2T}}. \quad (11)$$

При идентичном построении выходных подсхем сравниваемых ОУ, как правило, выполняется условие $R_{эH} = R_{эT}$. Поэтому одинаковые петлевые усиления в схемах рис. 3 обеспечиваются, если

$$R_{он} = \frac{R_{2T}}{1 + \frac{R_{2H}}{R_{1H}}} = \frac{R_{2T}}{K_{п.н}^{(+)}}. \quad (12)$$

Таким образом, для получения одинаковых петлевых усилений $T_{он} = T_{от}$ сопротивление резистора $R_{он}$, определяющего крутизну преобразования входного сигнала мостового каскада ОУ с ОСН, должно быть в $K_{п.н}^{(+)}$ -раз меньше, чем сопротивление резистора R_{2T} , определяющего крутизну преобразования разницы между $u_{вых}$ и $u_{вх}$ в ток выхода «Вых.1» ОУ с ТОС.

В частном случае, если выбрать 100% обратную связь ($K_{п.н}^{(+)} = 1$), т.е. $R_{2H} = 0$, то должно выполняться равенство $R_{2T} = R_{он}$. Это основное условие получения идентичных значений $T_{он} = T_{от}$ сравниваемых усилителей.

При рассматриваемых допущениях амплитудно-частотные характеристики петлевого усиления ОУ с ОСН и ОУ с ТОС, определяющие их устойчивость и другие динамические параметры в схеме с обратной связью, оказываются одинаковыми и для коррекции их АЧХ необходимы одинаковые корректирующие конденсаторы $C_{кн} = C_{кт}$.

Таким образом, в существенном диапазоне частот ОУ с ОСН и ОУ с ТОС рис. 3 при $T_{он} = T_{от}$ идентичны по динамическим параметрам петли обратной связи, определяющей их свойства при обработке импульсных и гармонических сигналов.

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения. Для сравниваемых ОУ из уравнений (7) и (9) находим, что частоты единичного усиления по петле обратной связи

$$\omega_{1T} \approx \frac{1}{C_{кт} R_{2T}}, \quad (13)$$

$$\omega_{1H} \approx \frac{1}{C_{кн} R_{он} \left(1 + \frac{R_{2H}}{R_{1H}}\right)}, \quad (14)$$

где ω_{1T} , ω_{1H} - частота единичного усиления по петле обратной связи ОУ с ТОС и ОУ с ОСН.

Напряжение ограничения входных подсхем сравниваемых ОУ при идентичном построении двухтактных повторителей ДЭП1 (рис. 2)

$$U_{гр.т} \approx \beta_1 I_1 R_{2T}, \quad (15)$$

$$U_{гр.н} \approx \beta_1 I_1 R_{он} \quad (16)$$

Таким образом, при $R_{2Т} = R_{он}$ диапазон активной работы входных каскадов ОУ рис. 3 одинаков, а максимальные скорости нарастания выходного напряжения ОУ с ТОС и ОСН с учетом формулы (1):

$$\vartheta_{вых.т} \approx \frac{\beta_1 I_1}{C_{кт}} \quad (17)$$

$$\vartheta_{вых.н} \approx \frac{\beta_1 I_1}{C_{кн} \left(1 + \frac{R_{2н}}{R_{1н}} \right)} \quad (18)$$

Из уравнений (17) и (18) следует, что $\vartheta_{вых.т}$ ОУ с ТОС не зависят от параметров элементов обратной связи и коэффициента передачи $K_{п}^{(+)}$, а $\vartheta_{вых.н}$ ухудшается (при $C_{кн} = const$) с увеличением $K_{п}^{(+)}$ замкнутого ОУ с ОСН. Однако при 100% обратной связи $\vartheta_{вых.н} = \vartheta_{вых.т}$.

Если сравнить максимальные скорости нарастания выходного напряжения при $R_{2н}/R_{2т} > 1$, то выигрыш по $\vartheta_{вых}$ ОУ с ТОС может достигать величины

$$N_{\vartheta} = \frac{\vartheta_{вых.т}}{\vartheta_{вых.н}} = \frac{C_{кн}}{C_{кт}} \left(1 + \frac{R_{2н}}{R_{1н}} \right) \quad (19)$$

При внутренней коррекции микросхем ОУ и одинаковой (для 100% обратной связи) полосе пропускания петлевого усиления сравниваемых ОУ имеем $C_{кн} = C_{кт}$ и тогда выигрыш по скорости нарастания для произвольного отношения резисторов обратной связи:

$$N_{\vartheta} = K_{п.н}^{(+)} = 1 + \frac{R_{2н}}{R_{1н}} \quad (20)$$

Если же для каждого произвольного $K_{п.н}^{(+)}$ подбирать емкость коррекции $C_{кн}$, т.е. с увеличением $K_{п.н}^{(+)}$ уменьшать величину $C_{кн}$ в $K_{п.н}^{(+)}$ -раз, то тогда $N_{\vartheta} = 1$. Однако такой режим коррекции АЧХ не всегда возможен.

Формула (17) справедлива при отсутствии динамической перегрузки входных эмиттерных повторителей подсистемы ВП на транзисторах VT3, VT4 [7], а также при

$$\frac{E_{п}^{(+)} - 2U_{эб}}{R_{от} + R_{1т} \parallel R_{2т}} \geq \beta_1 I_1 \quad (21)$$

где $E_{п}^{(+)} = E_{п}^{(-)} = E_{п}$ - напряжение двуполярного питания ОУ;

$U_{эб} \approx 0,7В$ - напряжение эмиттер-база транзисторов ОУ.

Последнее соотношение накладывает ограничения «сверху» на величину сопротивлений резисторов обратной связи. Так, если сопротивление $R_{2т}$ сравнительно велико, то при входном напряжении, близком к $E_{п}$, максимально возможный ток коллектора VT1 ($\beta_1 I_1$) не будет достигнут.

С другой стороны, необходимо учесть и динамическую перегрузку входных эмиттерных повторителей подсистемы ВП рис. 2 [7], при этом в худшем случае максимальная скорость нарастания ОУ с ТОС будет ограничена выражением

$$\bar{\vartheta}_{вых} \approx \sqrt{\frac{I_1 E_{п}}{C_1 C_k (R_{от} + R_{1т} \parallel R_{2т})}} \approx \sqrt{2\pi f_1 E_{п} \frac{I_1}{C_1}} \quad (22)$$

где C_1 – эквивалентная паразитная емкость в цепи эмиттера транзистора VT3,
 I_1 – статический ток эмиттера транзистора VT3.

Частотные характеристики замкнутых ОУ с ОСН и ТОС (Режим повторителя напряжения). Коэффициенты передачи замкнутых ОУ рис. 3 определяются с учетом [11-15], а также [4, 5, 6] по следующим формулам

$$\dot{K}_{п.н}^{(+)} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{п.н}^{(+)}}{1 + j\omega R_{\text{ОН}} K_{п.н}^{(+)} C_{\text{КН}}}, \quad (23)$$

$$\dot{K}_{п.т}^{(+)} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{п.т}^{(+)}}{1 + j\omega R_{2т} C_{\text{КТ}}}, \quad (24)$$

$$\text{где } K_{п.н}^{(+)} = 1 + \frac{R_{2н}}{R_{1н}}, \quad K_{п.т}^{(+)} = 1 + \frac{R_{2т}}{R_{1т}}. \quad (25)$$

Если выбрать режим 100% обратной связи ОУ с ОСН и $K_{п.т}^{(+)} = K_{п.н}^{(+)} = 1$, то полоса пропускания сравниваемых ОУ при $T_{\text{ОН}} = T_{\text{ОТ}}$ и $R_{\text{ОН}} = R_{2т}$ оказывается также одинаковой

$$\omega_{\text{В.н}}^{(+)} = \frac{1}{K_{п.н}^{(+)} R_{\text{ОН}} C_{\text{КН}}} \approx \frac{1}{R_{\text{ОН}} C_{\text{КН}}}, \quad (26)$$

$$\omega_{\text{В.т}}^{(+)} = \frac{1}{R_{2т} C_{\text{КТ}}}. \quad (27)$$

При $K_{п.н}^{(+)} > 1$ и $C_{\text{КН}} = C_{\text{КТ}}$ частотные характеристики ОУ с ОСН ухудшаются пропорционально увеличению $K_{п.н}^{(+)}$, в сравнении с ОУ с ТОС. Это объясняется наличием множителя $K_{п.н}^{(+)}$ при $C_{\text{КН}}$ в формуле (23), в то время как в ОУ с ТОС коэффициент передачи $K_{п.т}^{(+)}$ слабо влияет на полосу пропускания [11-15]. В принципе, если при увеличении $K_{п.н}^{(+)} > 1$ целенаправленно уменьшать резистор $R_{\text{ОН}}$ в ОУ с ОСН в соответствии с формулой (12), то это позволит получить при одинаковом запасе устойчивости такие же значения $\omega_{\text{В.н}}^{(+)}$, что и $\omega_{\text{В.т}}^{(+)}$ ОУ с ТОС.

Таким образом, ОУ с ТОС (рис. 3б) не имеет заметных преимуществ по абсолютным значениям максимальной полосы пропускания в сравнении с ОУ с ОСН (рис. 3а). При рациональном выборе параметров $R_{\text{ОН}}$, $R_{2н}$, $C_{\text{КН}}$ частотные характеристики сравниваемых ОУ могут быть практически одинаковыми.

Следует заметить, что у ОУ с ТОС существует одна замечательная особенность – это возможность внешнего регулирования крутизны передачи входной подсистемы и, как следствие, $\omega_{\text{В.т}}^{(+)}$ за счет изменения сопротивления только одного **внешнего** резистора $R_{2т}$, в то время как заданный коэффициент передачи $K_{п.т}^{(+)}$ можно устанавливать другим резистором $R_{1т}$. Однако если в микросхеме ОУ рис. 3а вынести резистор $R_{\text{ОН}}$ за микросхему, то такие же возможности будет иметь и ОУ рис. 3а. В этом случае необходимо при повышении $K_{п.н}^{(+)}$ уменьшать $R_{\text{ОН}}$, поддерживая таким образом величину петлевого усиления на постоянном уровне. Конечно, такое схемотехническое решение потребует дополнительных выводов у микросхемы, может привести к дополнительным наводкам и шумам. Однако эти проблемы могут быть сняты путем электронной регулировки $R_{\text{ОН}}$ в зависимости от заданных значений коэффициента передачи замкнутого ОУ. Одним из вариантов решения этой задачи является изменение $K_{п.н}^{(+)}$ путем цифровой коммутации резистора $R_{1н}$ при соответствующем изменении $R_{\text{ОН}}$.

Частотные характеристики замкнутых ОУ с ОСН и ТОС (Режим инвертора). В этом случае неинвертирующий вход ОУ $V_x^{(+)}$ подключается к общей шине, а сигнал подается на « $V_x^{(-)}$ » последовательно с резисторами R_{1H} , R_{1T} (рис. 3).

Петлевые усиления ОУ рис. 3а и рис. 3б в таком режиме не изменяются и определяются по формулам (7) и (9), а коэффициент передачи сравниваемых ОУ с учетом обратной связи

$$\dot{K}_{п.т}^{(-)} = \frac{K_{п.т}^{(-)}}{1 + j\omega C_{кт} R_{2т}}, \quad \dot{K}_{п.н}^{(-)} = \frac{K_{п.н}^{(-)}}{1 + j\omega C_{кт} \left(1 + \frac{R_{2н}}{R_{1н}}\right) R_{он}}, \quad (28)$$

где $K_{п.т}^{(-)} = -\frac{R_{2т}}{R_{1т}}$, $K_{п.н}^{(-)} = -\frac{R_{2н}}{R_{1н}}$. (29)

При этом полосы пропускания сравниваемых усилителей

$$\omega_{в.н}^{(-)} = \frac{1}{C_{кн} R_{он} \left(1 + \frac{R_{2н}}{R_{1н}}\right)}, \quad \omega_{в.т}^{(-)} = \frac{1}{C_{кт} R_{2т}}. \quad (30)$$

Формальный анализ формулы (30) показывает, что ОУ с ТОС имеет, в общем случае, более широкую полосу пропускания:

$$N_{\omega} = \frac{\omega_{в.т}^{(-)}}{\omega_{в.н}^{(-)}} = 1 + \frac{R_{2н}}{R_{1н}} \geq 1. \quad (31)$$

Однако, если потребовать равенства петлевых усилений ОУ рис. 3а и рис. 3б ($T_{он} = T_{от}$) и выбрать при $C_{кн} = C_{кт}$ сопротивление резистора $R_{он}$ в соответствии с (12), то получим, что $N_{\omega} = 1$. С другой стороны, в ОУ с ОСН при $K_{п.н}^{(+)} > 1$ и $T_{он} < T_{от}$ устойчивость петли обратной связи можно обеспечить при меньших значениях $C_{кн}$, что равносильно увеличению $\omega_{в.н}^{(-)}$ до уровня $\omega_{в.т}^{(-)}$.

Таким образом, в режиме инвертора сравниваемые ОУ рис.3 также могут иметь достаточно близкие частотные характеристики. Однако практическое применение ОУ с ТОС в неинвертирующем включении часто ограничивается его крайне малым входным сопротивлением, т.к. $R_{вх} \approx R_{1т}$.

Предельное быстродействие ОУ с ТОС в режиме инвертора может быть выше, чем ОУ с ОСН. Это объясняется двумя причинами. Во-первых, входная емкость $C_{от}$, включенная параллельно малому сопротивлению $R_{от}^*$, влияет на максимальную скорость изменения сигнала на входе ОУ с ТОС в меньшей степени, чем в ОУ с ОСН. Во-вторых, на достижение предельных значений $\mathcal{Q}_{вых}$ в ОУ с ОСН влияет также динамическая перегрузка входных эмиттерных повторителей подсистемы ДЭП2 [7]. Поэтому исключение ДЭП2 из структуры ОУ с ТОС снимает эту проблему. Как следствие, предельное быстродействие ОУ с ТОС в режиме инвертора будет выше, чем в режиме повторителя.

Влияние малых постоянных времени. Передаточная функция петлевого усиления ОУ рис. 3а и рис. 3б с учетом малых постоянных времени основных подсистем

$$T_H(p) \approx \frac{T_{он}}{(1 + \tau_{бу.н} \cdot p)(1 + \tau_{б.н} \cdot p)(1 + \tau_{дэп.2} \cdot p)(1 + \tau_{пт} \cdot p)(1 + \tau_{к.н} \cdot p)}, \quad (32)$$

$$T_T(p) \approx \frac{T_{от}}{(1 + \tau_{бу.т} \cdot p)(1 + \tau_{б.т} \cdot p)(1 + \tau_{пт} \cdot p)(1 + \tau_{к.т} \cdot p)}, \quad (33)$$

где $\tau_{бу.н}$, $\tau_{бу.т}$, $\tau_{дэп.2}$, $\tau_{пт}$ - эквивалентные постоянные времени подсистем БУ_н, БУ_т, ДЭП2, «ДЭП1-ПТ_т»;

$$\tau_{к.н} \approx C_{кн} R_{эн}, \tau_{к.т} \approx C_{кт} R_{эт};$$

$\tau_{\beta.н}, \tau_{\beta.т}$ - постоянные времени паразитных конденсаторов в цепи обратной связи;

$$\tau_{\beta.н} \approx C_{он} \cdot R_{1н} \parallel R_{2н}; \tau_{\beta.т} \approx C_{от} \cdot R_{1т} \parallel R_{2т} \parallel R_{от}^*. \quad (34)$$

Для обеспечения заданных показателей устойчивости петли обратной связи все малые постоянные времена в уравнениях (32) и (33) не должны оказывать влияние на АЧХ $T(j\omega)$ в существенном диапазоне частот. При этом с увеличением их числа приходится увеличивать корректирующую емкость $C_{кн}$ ($C_{кт}$), что приводит к сужению полосы пропускания и быстродействия ОУ. Таким образом, тот усилитель из двух сравниваемых, который имеет меньшее число высокочастотных полюсов $T(j\omega)$, обладает, в принципе, более высокими динамическими параметрами.

Анализ уравнений (32) и (33) показывает, что в передаточной функции петлевого усиления ОУ с ТОС отсутствует сомножитель

$$K_{у \text{ ЭП2}}(p) \approx \frac{1}{1 + \tau_{\text{ЭП2}} \cdot p}, \quad (35)$$

который всегда имеется в уравнении (32) для ОУ с ОСН. Это дает ОУ данного типа неоспоримое преимущество, которое может оказаться существенным при построении СВЧ-операционных усилителей. Так, компьютерное моделирование двухтактных эмиттерных повторителей на базе технологий ФГУП «Пульсар» показывает, что влияние инерционности ДЭП2 начинает проявляться на частотах 1,3÷1,8 ГГц, а на транзисторах с гетеропереходом, изготовленных на основе SiGe по технологическому процессу фирмы ИНР [17] при $f > 20$ ГГц.

Когда у сравниваемых усилителей учитывается паразитная емкость $C_{от} = C_{он}$, то в ОУ с ТОС ее влияние на петлевое усиление оказывается менее заметным. Однако, если потребовать, чтобы в ОУ с ОСН были такие же энергетические потери в четырехполюснике обратной связи, что эквивалентно уменьшению $R_{2н}$ и $R_{1н}$ до уровня $R_{2т}$ и $R_{1т}$, то постоянные времена $\tau_{\beta.т}$ и $\tau_{\beta.н}$ становятся соизмеримыми.

Выводы:

1. При рациональном проектировании операционных усилителей с обратной связью по напряжению ОУ с ОСН их основные динамические параметры (частота единичного усиления, максимальная скорость нарастания выходного напряжения) могут не уступать динамическим параметрам ОУ с токовой обратной связью.
2. Преимущества ОУ с ТОС по частотным свойствам реализуются не благодаря особенностям архитектуры, а из-за меньших реальных значений петлевого усиления, зависящего от сопротивления резистора $R_{2т}$ и, как следствие, меньших значений емкости корректирующего конденсатора $C_{кт} < C_{кн}$.
3. Операционные усилители с токовой обратной связью всегда работают с более низкоомными резисторами в цепи обратной связи, которая является более энергопотребляющей. Это положительно сказывается на частотных характеристиках и быстродействии ОУ, так как при этом минимизируется влияние паразитных емкостей во входных цепях.
4. Преимущества по динамическим параметрам ОУ с ТОС становятся особенно заметными при проектировании СВЧ ОУ [20].

Литература

1. R.Mancini. Anatomy of a current-feedback OP Amp. EDN, 5 December, 2005/ - p. 40, www.edn.com

2. R.Mancini. Anatomy of a voltage-feedback OP Amp. EDN, 27 Oct, 2005. - www.edn.com/article/CA6275426.
3. Старченко Е.И. Токовая обратная связь по напряжению в операционных усилителях /Е.И.Старченко // Сб. материалов международного научно-практич. семинара «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники». - Шахты, ЮРГУЭС, 2001. - С. 170-178.
4. Henn. New Ultra High-speed circuit techniques with analog ICs. Burr-brown, Application bulletin AB-183, 1993.
5. Development of an Extensive SPICE Macromodel for “Current-feedback” Amplifiers. National semiconductor, Application Note 840, July, 1992.
6. Г.Штрапенин. Быстродействующие операционные усилители фирмы National Semiconductor //www.chipnews/2003,10/5
7. Прокопенко Н.Н. Ограничения по быстродействию в операционных усилителях с токовой обратной связью / Н.Н.Прокопенко, А.С. Будяков, Ю.В.Ершов // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: Сб. материалов Международного научно-практического семинара: В 2-х ч. /Под ред. Н.Н.Прокопенко. - Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2003.- Ч.1.- С. 43-45.
8. Анисимов В.И. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов \ В.И.Анисимов, М.В.Капитонов, Ю.М.Соколов, Н.Н.Прокопенко - Л.: «Энергия», 1979.- 148с.
9. Прокопенко Н.Н. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах / Н.Н.Прокопенко. - Ростов-на-Дону: Изд-во СКНЦ ВШ, 2000. - 222 с.
10. Херпи М. Аналоговые интегральные схемы /М.Херпи. - М., Радио и связь, 1983. - 416 с.
11. Wideband Op Amp Capable of μ Power Operation. National Semiconductor, Application Note AN-200329, OA-19, 1993. www.national.com
12. Current vs. Voltage Feedback Amplifiers. National Semiconductor, Application Note AN-015014, OA-30, 1998. www.national.com
13. Frequent Faux Pas in Applying Wideband Current Feedback Amplifiers. National Semiconductor, Application Note AN-012783, OA-15, 1990, www.national.com
14. Current Feedback Loop Gain Analysis and Performance Enhancement. National Semiconductor, Application Note AN-012782, OA-13, 1993, www.national.com
15. B.Carter. A Current Feedback Op Amp Circuit Collection. Texas Instruments, Application Report SLOA066, 2001.
16. F.Moraveji. Amplifier stage, having compensation for npn, pnp Beta mismatch and improved slew rate. Patent US 5.512.859, 1996.
17. Сайт фирмы ИНР. <http://www.ihp-microelectronics.com/>
18. Савченко Е.М., Виноградов Р.Н., Ксенофонтов Д.Л., Корнеев С.В. Операционные усилители с токовой обратной связью, предназначенные для работы с 10 разрядными АЦП/ЦАП с частотой дискретизации до 100мгц // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники: Материалы международного научно-практического семинара. – Шахты, 2003. - Ч.2. - С.28-31.
19. Виноградов Р.Н. Быстродействующие операционные усилители с обратной связью по току и напряжению / Р.Н. Виноградов, Д.Л. Ксенофонтов. – Chip News, 1996. - №8-9.
20. Савченко Е.М., Виноградов Р.Н., Ксенофонтов Д.Л., Корнеев С.В. Монолитные СВЧ операционные усилители. // Материалы международной научно-практической конференции «INTERMATIC-2003». - Москва, 2003.