

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

Н.Н. Прокопенко¹, А.С. Будяков¹, Е.М. Савченко², С.В. Корнеев²

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

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

Аннотация — Рассматриваются с единых позиций свойства операционных усилителей (ОУ) с «токовой обратной связью» и ОУ с обратной связью по напряжению в линейном и нелинейном режимах. Получены условия идентичности ОУ по быстродействию, полосе пропускания и частоте единичного усиления, которые изменяют сложившиеся представления об их предельных параметрах.

I. ВВЕДЕНИЕ

В связи с непрекращающейся дискуссией [1]-[4] 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]-[20] представляет интерес исследование с единых позиций их предельных динамических параметров с учетом нелинейностей каскадов.

II. ОБОБЩЕННЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СХЕМЫ СРАВНИВАЕМЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

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 [3] в их классическом толковании [10] сравнивается быстродействие ОУ с линейным входным каскадом (ТОС, рис. 1а) и ОУ с нелинейным входным каскадом (ОСН). При этом 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 разумным 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 [8], [9].

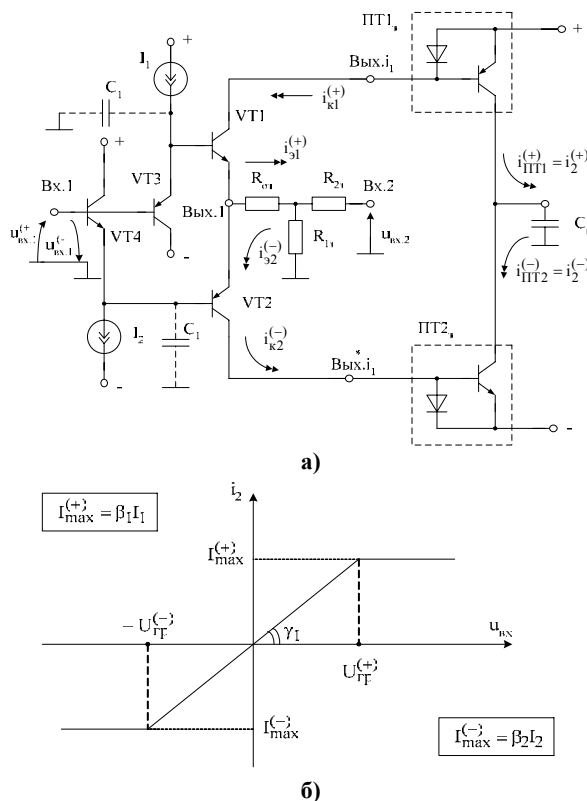


Рис. 1. Входная подсхема ОУ с ТОС (а) и ее проходная характеристика (б)

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения ($\vartheta_{\text{вых}}$) ОУ с ОСН и ОУ с ТОС определяется по формуле [8]

$$\vartheta_{\text{вых}} = 2\pi f_1^* U_{\text{гр}}, \quad (1)$$

где f_1^* - частота единичного усиления ОУ без обратной связи, $U_{\text{гр}}$ - напряжение ограничения входной подсхемы (ВП, входного каскада) [8].

Для классических входных каскадов ОУ с ОСН [2] напряжения ограничения $U_{гр} \approx 50$ мВ. С другой стороны, $U_{гр}$ входного каскада ОУ с ТОС рис. 1 [3] при $R_{от} \ll R_{2т}$, $R_{от} \ll R_{1т}$:

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

где β_1 - коэффициент усиления по току базы транзистора VT1, $R_{от}$ - эквивалентное выходное сопротивление двухтактного эмиттерного повторителя (ДЭП1) на транзисторах VT1-VT3.

Сравнение ОУ с ОСН (рис. 2а) и ТОС (рис. 2б) проведем для случая, когда входной каскад ОУ с ОСН выполнен по схеме quad-core [16]. Эта схема включает мостовой входной каскад на основе двухтактных эмиттерных повторителей ДЭП1, ДЭП2 (таких как рис. 1а), буферный усилитель БУ_н, повторители тока ПТ1_н, ПТ2_н, корректирующую емкость $C_{кн}$, а также резисторы обратной связи $R_{2н}$ и $R_{1н}$.

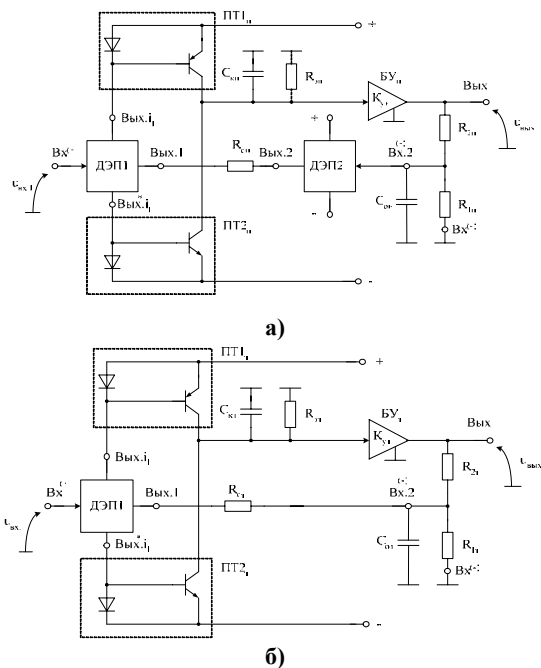


Рис. 2. Основные модификации операционных усилителей с мостовыми входными каскадами (а – ОУ с ОС по напряжению; б – ОУ с токовой обратной связью)

III. ПАРАМЕТРЫ СРАВНИВАЕМЫХ ОУ ПРИ ОДИНАКОВОМ УСИЛЕНИИ БЕЗ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ

С учетом анализа, выполненного в [11] при коэффициенте передачи буферного усилителя $K_{ут} = 1$, и $C_{от} = 0$, $R_{от} \ll R_{2т}$, $R_{от} \ll R_{1т}$, комплексный коэффициент усиления по напряжению

$\dot{K}_{у,т}(j\omega)$ разомкнутого ОУ с ТОС рис. 2б можно привести к виду:

$$\dot{K}_{у,т}(j\omega) = \frac{K_{ут}^0}{1 + j\omega C_{кт} R_{эт}} = \dot{T}_т(j\omega) = \frac{T_{от}}{1 + j\omega C_{кт} R_{эт}}, \quad (3)$$

где $K_{ут}^0 = T_{от} = R_{эт}/R_{2т}$ - коэффициент усиления ОУ без обратной связи в диапазоне низких частот и петлевое усиление замкнутого ОУ.

С другой стороны для ОУ с ОСН

$$\dot{K}_{у,н}(j\omega) = \frac{K_{у,н}^0}{1 + j\omega C_{кн} R_{эн}}, \quad (4)$$

где $K_{у,н}^0 = R_{эн}/R_{он}$ - коэффициент усиления разомкнутого ОУ без обратной связи.

Причем частоты единичного усиления разомкнутых ОУ рис. 2

$$\omega_{1т}^* = 1/C_{кт} R_{2т} = \omega_{1т}, \quad \omega_{1н}^* = 1/C_{кн} R_{он} \leq \omega_{1н}, \quad (5)$$

где $\omega_{1т}$, $\omega_{1н}$ - частоты единичного усиления по петле обратной связи ОУ с ОСТ и ОУ с ОСН.

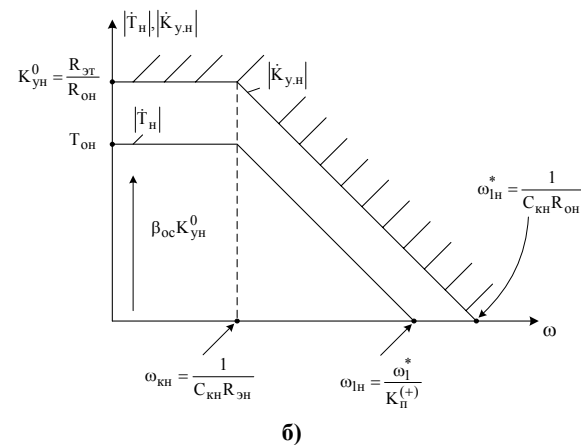
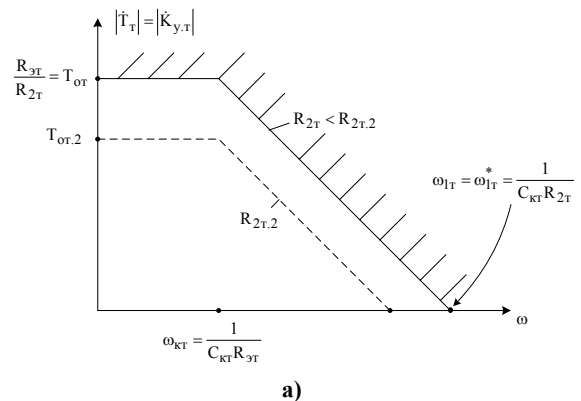


Рис. 3. ЛАЧХ операционных усилителей с токовой обратной связью (а) и с обратной связью по напряжению (б)

Рассмотрение ЛАЧХ коэффициента усиления по напряжению ОУ с ТОС и ОУ с ОСН рис.3 показывает, что возможны три условия идентичности их основных параметров при одинаковых $R_{ЭН} = R_{ЭТ}$:

1. Для обеспечения равенства коэффициентов усиления по напряжению на низких частотах ($K_{y,т}^0 = K_{y,н}^0$) сопротивления резисторов определяющих, крутизну входных каскадов следует выбирать одинаковыми:

$$R_{2т} = R_{он} \quad (6)$$

2. Если потребовать равенства частот единичного усиления ($\omega_{1т}^* = \omega_{1н}^*$), то необходимо иметь:

$$C_{кн}/C_{кт} = R_{2т}/R_{он} \quad (7)$$

3. При равенстве частот единичного усиления ($\omega_{1т}^* = \omega_{1н}^*$) и коэффициентов передачи на низких частотах разомкнутых ОУ ($K_{y,т}^0 = K_{y,н}^0$) параметры ОУ должны удовлетворять условиям:

$$R_{2т} = R_{он}, C_{кн} = C_{кт} \quad (8)$$

IV. ПАРАМЕТРЫ ОУ ПРИ ОДИНАКОВЫХ ПЕТЛЕВЫХ УСИЛЕНИЯХ

Из уравнений (3) следует, что при $R_{ЭТ} = R_{ЭН} = \text{const}$ петлевое усиление операционного усилителя с ТОС зависит только от одного ($R_{2т}$) из двух внешних резисторов ($R_{2т}, R_{1т}$). При этом, частота единичного усиления по петле обратной связи совпадает с частотой единичного усиления разомкнутого ОУ

$$\omega_{1т} \approx 1/C_{кт} R_{2т} \approx \omega_{1т}^* \quad (9)$$

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

$$\dot{T}_н(j\omega) = \frac{T_{он}}{1 + j\omega C_{кн} R_{ЭН}} \quad (10)$$

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

$\beta_{ос} = 1 / \left(1 + \frac{R_{2н}}{R_{1н}} \right) = \left[K_{п.н}^{(+)} \right]^{-1}$ - коэффициент обратной связи ОУ с ОСН; $K_{п.н}^{(+)}$ - коэффициент передачи неинвертирующего замкнутого ОУ с ОСН.

Петлевое усиление $|\dot{T}_н(j\omega)|$ принимает единичное значение на частоте

$$\omega_{1н} \approx \omega_{1н}^* / \left(1 + \frac{R_{2н}}{R_{1н}} \right), \quad (11)$$

где $\omega_{1н}^* = 1/C_{кн} R_{он}$ - частота единичного усиления ОУ с ОСН без обратной связи.

Если потребовать идентичности параметров сравниваемых усилителей, характеризующих свойства их петли обратной связи, то следует рассмотреть три различные ситуации:

1. Усилители на низких частотах имеют одинаковые петлевые усиления ($T_{от} = T_{он}$). Для этого необходимо, чтобы

$$R_{он} = R_{2т} / K_{п.н}^{(+)} \quad (12)$$

2. Частоты единичного усиления по петле обратной связи сравниваемых ОУ совпадают ($\omega_{1т} = \omega_{1н}$). Данное условие при $R_{ЭТ} = R_{ЭН}$ накладывает следующие ограничения на параметры элементов схем рис.2

$$R_{2т}/R_{он} = (1 + R_{2н}/R_{1н}) C_{кн}/C_{кт} \quad (13)$$

3. Если ОУ рис. 2 имеют одинаковые петлевые усиления ($T_{от} = T_{он}$) и частоты $\omega_{1н} = \omega_{1т} = \omega_{1т}^*$, то необходимо чтобы:

$$R_{он} = R_{2т} / K_{п.н}^{(+)}, C_{кн} = C_{кт} \quad (14)$$

При рассмотренных допущениях из (14) следует, что при $T_{он} = T_{от}$ 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, а для коррекции их АЧХ необходимы одинаковые корректирующие конденсаторы $C_{кн} = C_{кт}$.

V. МАКСИМАЛЬНАЯ СКОРОСТЬ НАРАСТАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В НЕЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ

С учетом (1) и формул для частот единичного усиления (5) находим, что $\mathfrak{U}_{вых}$ сравниваемых усилителей

$$\mathfrak{U}_{вых,т} = \omega_{1т}^* U_{гр,т} = U_{гр,т} / C_{кт} R_{2т}, \quad (15)$$

$$\mathfrak{U}_{вых,н} = \omega_{1н}^* U_{гр,н} = U_{гр,н} / C_{кн} R_{он},$$

где $U_{гр,т}, U_{гр,н}$ - напряжение ограничения входных подсхем ОУ с ТОС и ОУ с ОСН (рис. 2).

Причем выигрыш по скорости нарастания выходного напряжения ОУ с ТОС определяется в общем случае отношением

$$N_{\vartheta} = \vartheta_{\text{ВЫХ.Т}} / \vartheta_{\text{ВЫХ.Н}} = N_{\text{ГР}} \cdot N_{\omega}, \quad (16)$$

где $N_{\text{ГР}} = U_{\text{ГР.Т}} / U_{\text{ГР.Н}}$,

$$N_{\omega} = \omega_{1\text{T}}^* / \omega_{1\text{Н}}^* = (\omega_{1\text{T}} / \omega_{1\text{Н}}) K_{\text{П}}^{(+)}.$$

При классическом построении входной подсхемы ОУ с ОСН [2] коэффициент $N_{\text{ГР}} \gg 1$ и поэтому ОУ с ТОС имеют существенные преимущества по быстродействию. Однако, для сравниваемых усилителей рис. 2

$$U_{\text{ГР.Т}} \approx \beta_1 I_1 R_{2\text{T}}, \quad U_{\text{ГР.Н}} \approx \beta_1 I_1 R_{\text{ОН}}, \quad N_{\text{ГР}} = \frac{R_{2\text{T}}}{R_{\text{ОН}}},$$

$$N_{\omega} = \frac{C_{\text{КН}} R_{\text{ОН}}}{C_{\text{КТ}} R_{2\text{T}}}, \quad N_{\vartheta} = \frac{C_{\text{КН}}}{C_{\text{КТ}}}. \quad (17)$$

Таким образом, при $R_{2\text{T}} = R_{\text{ОН}}$ диапазоны активной работы входных каскадов ОУ рис. 2 одинаковы, а при $C_{\text{КН}} = C_{\text{КТ}}$ максимальные скорости нарастания выходного напряжения сравниваемых ОУ равны:

$$\vartheta_{\text{ВЫХ.Т}} \approx \beta_1 I_1 / C_{\text{КТ}}, \quad (18)$$

$$\vartheta_{\text{ВЫХ.Н}} \approx \beta_1 I_1 / C_{\text{КН}}. \quad (19)$$

С другой стороны, если учесть динамическую перегрузку входных эмиттерных повторителей подсхемы ВП рис. 1а [7], то максимальная скорость нарастания ОУ с ТОС будет ограничена на уровне

$$\bar{\vartheta}_{\text{ВЫХ}} \approx \sqrt{\frac{I_1 E_{\text{П}}}{C_1 C_{\text{КТ}} (R_{\text{ОТ}} + R_{1\text{T}} \| R_{2\text{T}})}} \approx \sqrt{\omega_{1\text{T}}^* E_{\text{П}} \frac{I_1}{C_1}}, \quad (20)$$

где C_1 – эквивалентная паразитная емкость в цепи эмиттера транзистора VT3,

I_1 – статический ток эмиттера транзистора VT3.

VI. БЫСТРОДЕЙСТВИЕ ОУ ПРИ ОТСУТСТВИИ ОГРАНИЧЕНИЙ ВЫХОДНОГО ТОКА ВХОДНОЙ ПОДСХЕМЫ

В линейном режиме работы входного каскада сравниваемых ОУ, т.е. когда не наступает ограничение его выходного тока во всем допустимом диапазоне входных импульсных сигналов $U_{\text{ВХ}} < E_{\text{П}}$, вызванное малыми значениями коэффициента усиления по току базы входных транзисторов ДЭП1 или сравнительно большими величинами $R_{2\text{T}}$, $R_{\text{ОН}}$, максимальная скорость нарастания выходного напряжения $\vartheta_{\text{ВЫХ}}$ связана с амплитудой $U_{\text{ВХ}}$ следующим образом:

$$\vartheta_{\text{ВЫХ.Т}} \approx \omega_{1\text{T}}^* U_{\text{ВХ}}, \quad \vartheta_{\text{ВЫХ.Н}} \approx \omega_{1\text{Н}}^* U_{\text{ВХ}}. \quad (21)$$

В реальных схемах предельное значение амплитуды $U_{\text{ВХ}}$ близко к напряжению питания

$U_{\text{ВХ}} \approx E_{\text{П}}$. Поэтому максимально возможная величина $\vartheta_{\text{ВЫХ}}$ и коэффициент N_{ϑ} (16):

$$\vartheta_{\text{ВЫХ.Т}} \approx \omega_{1\text{T}}^* E_{\text{П}}, \quad \vartheta_{\text{ВЫХ.Н}} \approx \omega_{1\text{Н}}^* E_{\text{П}},$$

$$N_{\vartheta} \approx \frac{\omega_{1\text{T}}^*}{\omega_{1\text{Н}}^*} = \frac{C_{\text{КН}} R_{\text{ОН}}}{C_{\text{КТ}} R_{2\text{T}}}. \quad (22)$$

Из (22) следует, что при идентичных параметрах амплитудно-частотной характеристики разомкнутых ОУ коэффициент N_{ϑ} в данном режиме близок к единице, т.е. ОУ с ТОС не имеет преимуществ по быстродействию.

Следует обратить внимание на потенциальную возможность получения более высокого быстродействия в ОУ с ОСН в линейном и нелинейном режимах. Эта возможность проявляется при выборе коэффициента передачи $K_{\text{П.Н}}^{(+)} > 1$.

Действительно, при введении обратной связи и $R_{2\text{T}} = \text{const}$ петлевое усиление ОУ с ТОС не изменяется, а при изменении $R_{1\text{T}}$ условия обеспечения их устойчивости остаются всегда одинаковыми и наиболее «тяжелыми», характерными для замкнутых систем со 100% обратной связью.

В ОУ с ОСН при коэффициенте передачи цепи обратной связи $\beta_{\text{ОС}} < 1$ петлевое усиление уменьшается и условия обеспечения устойчивости несколько упрощаются - емкость $C_{\text{КН}}$, гарантирующая отсутствие генерации, может быть уменьшена в $(1 + R_{2\text{T}} / R_{1\text{Н}})$ - раз. Если выбрать $R_{\text{ОН}} = R_{2\text{T}}$, то при прочих равных условиях это равносильно получению более высокого быстродействия:

$$\vartheta_{\text{ВЫХ.Н}} / \vartheta_{\text{ВЫХ.Т}} = 1 + (R_{2\text{T}} / R_{1\text{Н}}) > 1. \quad (23)$$

Однако такой режим коррекции амплитудно-частотной характеристики не всегда возможен в универсальных ОУ, для которых емкость $C_{\text{КН}}$ выбирается для наиболее худшего случая - 100% обратной связи. Тем не менее, этот способ повышения быстродействия следует рекомендовать для ОУ с фиксированным коэффициентом передачи, например, $K_{\text{П.Н}}^{(+)} = 5 \div 10$.

VII. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАМКНУТЫХ ОУ (РЕЖИМ ПОВТОРИТЕЛЯ НАПЯЖЕНИЯ)

Коэффициенты передачи замкнутых ОУ рис. 2 определяются с учетом [11]-[15], а также [4]-[6] по следующим формулам

$$\dot{K}_{\text{П.Н}}^{(+)} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{\text{П.Н}}^{(+)}}{1 + j\omega R_{\text{ОН}} K_{\text{П.Н}}^{(+)} C_{\text{КН}}}, \quad (24)$$

$$\dot{K}_{п.т}^{(+)} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{п.т}^{(+)}}{1 + j\omega R_{2Т} C_{КТ}}, \quad (25)$$

где $K_{п.н}^{(+)} = 1 + R_{2н}/R_{1н}$, $K_{п.т}^{(+)} = 1 + R_{2Т}/R_{1Т}$. (26)

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

$$\omega_{в.н}^{(+)} = 1/K_{п.н}^{(+)} R_{ОН} C_{КН} \approx 1/R_{ОН} C_{КН}, \quad (27)$$

$$\omega_{в.т}^{(+)} = 1/R_{2Т} C_{КТ}. \quad (28)$$

При $K_{п.н}^{(+)} > 1$ и $C_{КН} = C_{КТ}$ 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 $C_{КН}$ в формуле (24), 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 $R_{ОН}$ ОУ с ОСН в соответствии с формулой (12), то это позволит получить при одинаковом запасе устойчивости такие же значения $\omega_{в.н}^{(+)}$, что и $\omega_{в.т}^{(+)}$ ОУ с ТОС.

Таким образом, ОУ с ТОС (рис. 2б) не имеет заметных преимуществ по абсолютным значениям максимальной полосы пропускания в сравнении с ОУ с ОСН (рис. 2а). При рациональном выборе параметров $R_{ОН}$, $R_{Эн}$, $C_{КН}$ 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 подсхемы и, как следствие, частоты $\omega_{в.т}^{(+)}$ за счет изменения сопротивления **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. 2а вынести резистор $R_{ОН}$ за микросхему, то такие же возможности будет иметь и ОУ рис. 2а. В этом случае необходимо при повышении $K_{п.н}^{(+)}$ уменьшать $R_{ОН}$, поддерживая таким образом величину петлевого усиления на постоянном уровне.

VIII. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАМКНУТЫХ ОУ (РЕЖИМ ИНВЕРТОРА)

В этом случае неинвертирующий вход ОУ $V_x^{(+)}$ подключается к общей шине, а сигнал подается на « $V_x^{(-)}$ » последовательно с резисторами $R_{1н}$, $R_{1т}$ (рис. 2).

Петлевые усиления ОУ рис. 2а и рис. 2б в таком режиме не изменяются и определяются по формулам (3) и (10), а коэффициенты передачи сравниваемых ОУ с учетом обратной связи

$$\dot{K}_{п.т}^{(-)} = \frac{K_{п.т}^{(-)}}{1 + j\omega C_{КТ} R_{2Т}}$$

$$\dot{K}_{п.н}^{(-)} = \frac{K_{п.н}^{(-)}}{1 + j\omega C_{КТ} (1 + R_{2н}/R_{1н}) R_{ОН}}, \quad (29)$$

где $K_{п.т}^{(-)} = -R_{2Т}/R_{1Т}$, $K_{п.н}^{(-)} = -R_{2н}/R_{1н}$. (30)

При этом полосы пропускания сравниваемых усилителей

$$\omega_{в.н}^{(-)} = \frac{1}{C_{КН} R_{ОН} (1 + R_{2н}/R_{1н})}, \quad \omega_{в.т}^{(-)} = \frac{1}{C_{КТ} R_{2Т}}. \quad (31)$$

Формальный анализ формул (31) показывает, что ОУ с ТОС имеет, в общем случае, более широкую полосу пропускания:

$$N_{\omega} = \omega_{в.т}^{(-)} / \omega_{в.н}^{(-)} = 1 + (R_{2н}/R_{1н}) \geq 1. \quad (32)$$

Однако, если потребовать равенства петлевых усилений ОУ рис. 2а и рис. 2б ($T_{ОН} = T_{ОТ}$) и выбрать при $C_{КН} = C_{КТ}$ сопротивление резистора $R_{ОН}$ в соответствии с (8), 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 частоты $\omega_{в.н}^{(-)}$ до уровня $\omega_{в.т}^{(-)}$.

Таким образом, в режиме инвертора сравниваемые ОУ рис.2 также могут иметь достаточно близкие частотные характеристики.

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 $\mathcal{F}_{\text{ВЫХ}}$ в ОУ с ОСН влияет также динамическая перегрузка входных эмиттерных повторителей подсхемы 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.

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 четырехполоснике обратной связи, что эквивалентно уменьшению $R_{2н}$ и $R_{1н}$ до уровня $R_{2т}$ и $R_{1т}$, то паразитные постоянные времени емкостей $C_{от}$ и $C_{он}$ становятся соизмеримыми.

IX. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты показывают, что:

1. При рациональном проектировании операционных усилителей с обратной связью по напряжению 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 низкими 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 заметными при проектировании СВЧ ОУ [20]. Это объясняется отсутствием двухтактного эмиттерного повторителя ДЭП2 в петле обратной связи.
5. При фиксированном коэффициенте передачи в схеме с обратной связью операционные усилители с ОСН могут иметь (за счет $C_{кн} < C_{кт}$) более высокое быстродействие, чем ОУ с ТОС.

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.

матер. междуна. 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, 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. – 148 с.
 [9] Прокопенко Н.Н. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах / Н.Н.Прокопенко. - Ростов-на-Дону: 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 □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 IHP. 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». – М., 2003.