

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Y.Takafumi; I.Rui; I.Tetsuro.* Amplifier, filter using the same, and radio communication device US Patent 20070024359, 2007.
4. *Hein; Jerrell P.; Del Signore; Bruce P.; Garlapati; Akhil K.* Multiple signal format output buffer. US Patent 7.145.359, 2006.
5. *Tachimori; Hiroshi.* Multi-input differential amplifier circuit, US Patent 6.388.519, 2002.
6. *Corsi; Marco.* Temperature-compensated summing comparator. US Patent 5.729.161, 1998.
7. *Крутчинский, С.Г.* Структурный синтез аналоговых электронных схем [Текст]: монография / С.Г. Крутчинский. – Ростов н/Д.: Изд-во Северо-Кавказского научного центра высшей школы, 2001. – 185 с.

УДК 621.375.1

Н.Н. Прокопенко, А.В. Хорунжий, Д.Н. Конев**СПОСОБ РАСШИРЕНИЯ ДИАПАЗОНА РАБОЧИХ ЧАСТОТ
КАСКОДНОГО ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ**

Частотный диапазон многих аналоговых микросхем, реализуемых на базе архитектуры так называемого «перегнутого» каскода (ПК), ограничивается сверху наличием в схеме достаточно инерционных повторителей тока [1].

На рис. 1 показана предлагаемая схема «перегнутого» каскода с расширенным частотным диапазоном. В ней исключены инерционные каналы передачи сигнала от токовых выходов 2 и 10 в нагрузку при сохранении основных положительных качеств классического ПК.

В статическом режиме коллекторные токи транзисторов 4 и 5 равны и соответствуют половине тока источника 12. Если напряжение на входе 18 (Вх.1) получает положительное приращение $u_{\text{вх}}^{(+)}$, то это вызывает перераспределение тока I_{17} между транзисторами 13-14 и 15-16. Как следствие, токи выходов 2 и 10 увеличиваются

$$i_2^{(+)} \approx i_{10}^{(+)} = u_{\text{вх}} y_{21}, \quad (1)$$

где y_{21} - крутизна преобразования $u_{\text{вх}}^{(+)}$ в токи выходов 2 и 10.

В частном случае (рис. 3) на низких частотах

$$y_{21} = \frac{1}{2r_3}, \quad (2)$$

где r_3 - сопротивление эмиттерного перехода идентичных транзисторов 13-16.

Приращение выходного тока $i_2^{(+)}$ поступает в эмиттер транзистора 5, а затем - в цепь нагрузки R_n с коэффициентом передачи α_5 , где $\alpha_5 \approx 1$ - коэффициент усиления транзистора 5 по току эмиттера.

С другой стороны, выходной ток $i_{10}^{(+)}$ также передается с коэффициентом $\alpha_4 \approx 1$, а затем α_{11} - на выход каскада 9. Таким образом, ток в нагрузке R_H является суммой двух токов

$$i_H^{(+)} = \alpha_5 i_2^{(+)} + \alpha_4 \alpha_{11} i_{10}^{(+)} . \quad (3)$$

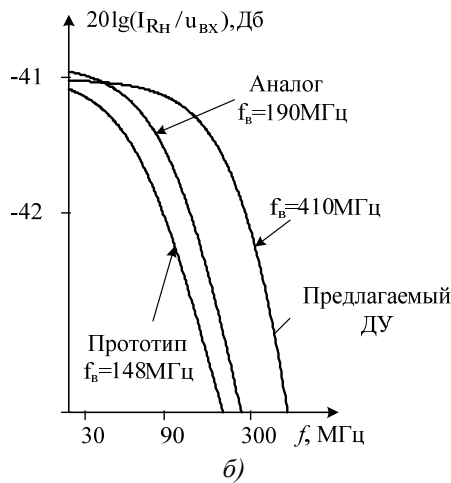
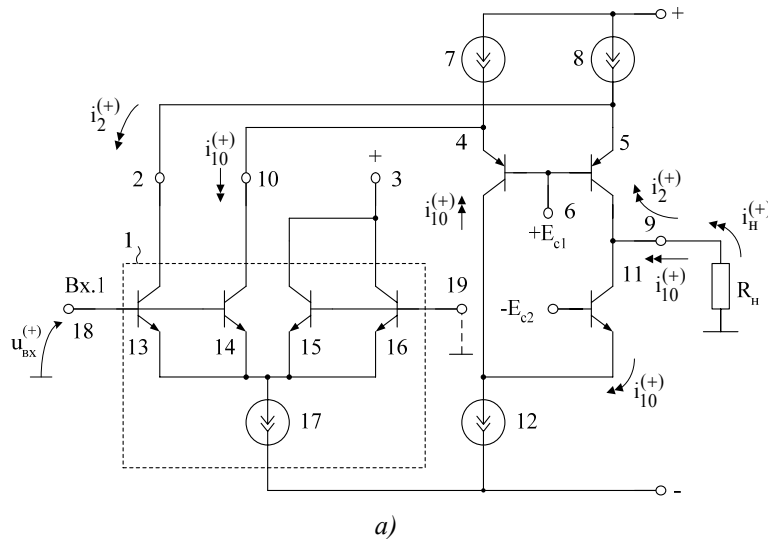


Рис. 1. Каскодный усилитель с расширенным частотным диапазоном и его амплитудно-частотные характеристики

Причем

$$i_H^{(+)} = y_{21} (\alpha_5 + \alpha_4 \alpha_{11}) u_{вх}^{(+)} . \quad (4)$$

Следует заметить, что рассматриваемая схема ДУ является двухтактным каскадом, ток $i_H^{(+)}$ в нагрузке R_H обеспечивается за счет уменьшения тока коллектора транзистора 5 и увеличения тока коллектора транзистора 11. При другой полярности $u_{ВХ}^{(-)}$ приращение $i_H^{(-)}$ создается увеличением тока коллектора транзистора 5 и уменьшением тока коллектора транзистора 11.

В качестве двухполюсников 7, 8, 12 могут использоваться низкоомные резисторы.

На высоких частотах комплекс тока в нагрузке

$$I_n(j\omega) = \dot{Y}_{21} \dot{K}_{21,к} \dot{U}_{вх},$$

где \dot{Y}_{21} - комплекс крутизны входного ДУ;

$K_{21,к}$ - эквивалентный комплексный коэффициент передачи по току выходного каскада. Причем

$$\begin{aligned} \dot{K}_{21,к} &= \dot{\alpha}_5 + \dot{\alpha}_4 \dot{\alpha}_{11}; \\ \dot{\alpha}_n &= \frac{\alpha_n}{1 + j\omega\tau_{ан}}; \end{aligned}$$

$\dot{\alpha}_n$ - комплексный коэффициент передачи по току эмиттера n-го транзистора;

$\omega_{ан} = \frac{1}{\tau_{ан}}$ - верхняя граничная частота коэффициента усиления по току эмит-

тера n-го транзистора.

Таким образом, коэффициент передачи $|\dot{K}_{21,к}| \approx 2$ в диапазоне частот, близком к $\omega_\alpha = 2\pi f_\alpha$ применяемых транзисторов. Для современных интегральных транзисторов $f_\alpha = 1 \div 2$ ГГц. Поэтому в ДУ на рис. 1 минимизируется влияние выходной подсхемы на частотные характеристики, а основные эффекты уменьшения коэффициента усиления определяются входным каскадом. Это позволяет создавать на основе ДУ на рис. 1 операционные усилители с предельно возможными значениями полосы пропускания и других динамических параметров.

Рассмотренный ДУ может использоваться в структуре быстродействующих операционных усилителей с предельными значениями полосы пропускания.

Рассматриваемый ДУ достаточно эффективен в структуре широкополосных операционных усилителей с низковольтным питанием, так как предельный диапазон изменения его выходного напряжения отличается от E_H на $\pm 0,8$ В.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей [Текст] // Монография / ЮРГУЭС. – Шахты: ЮРГУЭС, 2006. – 232 с.