

### Выводы

1. Разработана эскизная документация на 5 канальный гетеродинный модуль сантиметрового диапазона с габаритами 170x200x40 мм. Модуль содержит автогенераторы “Орсель”, усилители мощности с  $R_{\text{вых}}=50$  мВт, датчик контроля мощности, делитель мощности на два и управляемый стабилизатор напряжения (вкл/выкл).
2. Высокие электрические и конструктивные параметры модуля достигнуты благодаря применению автогенераторов на диэлектрических резонаторах нового поколения типа “Орсель”.
3. Изготовлен и исследован макет гетеродинного модуля. Результаты испытаний на выбег частоты представлены на рис. 3, из которого видно, что ТКЧ положительный, выбег частоты составил около 27 кГц за первый час работы для гетеродина трехсантиметрового диапазона, и около 110 кГц для гетеродина двухсантиметрового диапазона.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Климачев И.И., Иовдальский В.А.* СВЧ ГИС. Основы технологии и конструирования. –М., Техносфера, 2006. – 352 с.
2. *Бродуленко И. И., Абраменков А. И., Ковтунов Д. А., Лебедев В. Н., Сергиенко А. М.* Стабильные и высокостабильные полупроводниковые СВЧ - генераторы на диэлектрических резонаторах. Обзор по электронной технике. Серия 1. Электроника СВЧ. Выпуск 10 (1454). М., ЦНИИ “Электроника”, 1989. – 61с.
3. *Алексейчик Л. В., Бродуленко И. И., Геворкян В. М., Казанцев Ю. А., Парышкуро Л. А.* Состояние и перспективы применения миниатюрных диэлектрических резонаторов в радиоэлектронике. Часть II. Пассивные и активные СВЧ – устройства с миниатюрными диэлектрическими резонаторами. Обзоры по электронной технике. Серия I. Электроника СВЧ. Выпуск 2 (865). М., ЦНИИ “Электроника”, 1982. –66 с.
4. Генераторы транзисторные “Очерет-3”. 6Ш2.210.266ТУ.
5. Генераторы транзисторные “Октет-ф”. 6Ш2.210.286ТУ.
6. Генераторы транзисторные “Орсель”. 6Ш2.210.340ТУ.
7. *Ковтун Д. А., Спиричева Л. А., Бродуленко И. И., Елисеева О. Ф.* Термостабильность частоты и тепловой режим гибридно-интегральных транзисторных СВЧ - генераторов. Электронная техника, Серия I. Электроника СВЧ, 1991, вып.2 (436), -С. 22-27.

УДК 621.375.087.9

**Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков, С.В. Крюков**

### АРХИТЕКТУРА МУЛЬТИВХОДОВЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ШИРОКИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

Архитектура мультивходовых ОУ (МОУ) на основе классических дифференциальных каскадов (ДК) с малым напряжением ограничения ( $U_{\text{гр}} \approx 50$  мВ) не обеспечивает ряд принципиальных качеств, характерных для данного класса устройств. Важнейшее из них – это динамический диапазон входных независимых друг от друга сигналов. Из-за нелинейных режимов входных ДК такой МОУ явля-

ется по существу сложной нелинейной системой, выходная координата которой, особенно при большом числе входов, трудно предсказуема.

Более перспективной является структура МОУ, показанная на рис. 1.

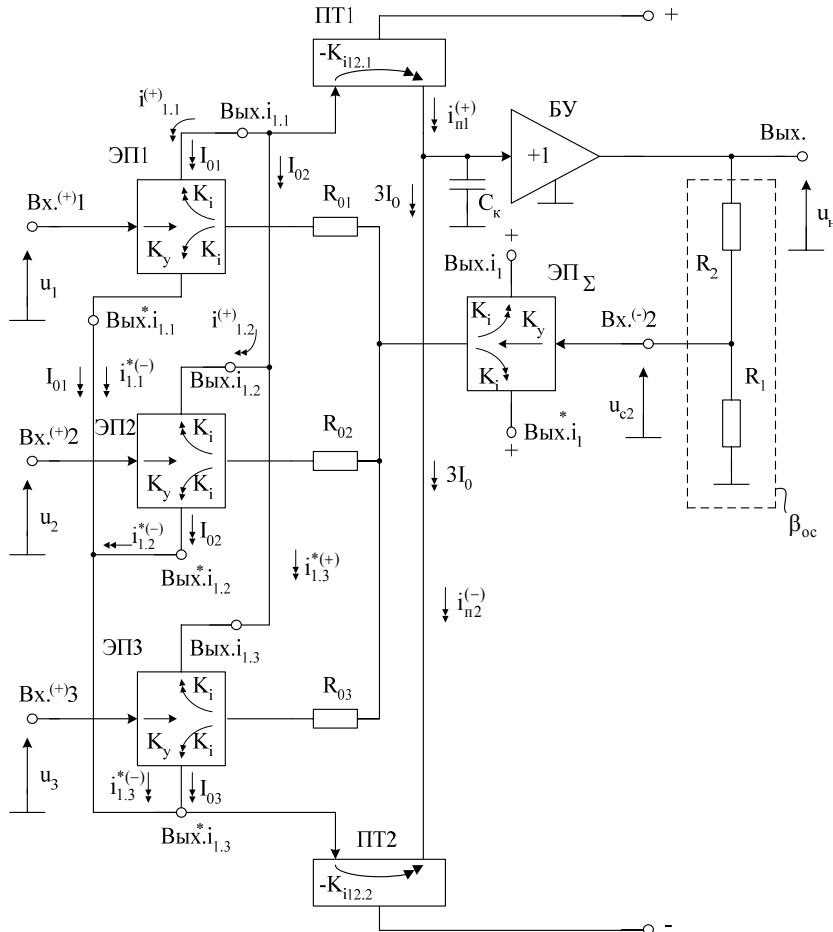


Рис. 1. Архитектура мультивходного ОУ на основе каскадов с широким диапазоном активной работы

Она состоит из нескольких двухтактных эмиттерных повторителей ЭП1, ЭП2, ..., ЭПn, обеспечивающих преобразование в выходной ток ( $i_{1,j}^{(+)}$ ,  $i_{1,j}^{*(-)}$ ) разности напряжений на j-м неинвертирующем входе  $V_{x.j^{(+)}}$  ( $u_1, u_2, u_3 \dots$ ) и единственном инвертирующем входе  $V_{x.2^{(-)}}$  ( $u_{c2}$ ), по которому вводится общая отрицательная обратная связь ( $\beta_{oc}$ ).

Для определения коэффициентов передачи по напряжению относительно каждого из входов структуры рис. 1 предположим, что повторители тока ПТ1, ПТ2 идентичны и имеют  $K_{i12.1} = K_{i12.2} = -1$ , а подсистемы эмиттерных повторителей ЭПj и БУ характеризуются следующими параметрами:  $K_y = 1, K_i = 1, R_{вых} \ll R_{0j}, R_{ex} \approx \infty$ .

В установившемся режиме приращения выходных токов подсемах ПТ1 и ПТ2 (за счет влияния общей обратной связи с большим петлевым усилением  $T \gg 1$ ) компенсируют друг друга. Поэтому для  $n$ -входов МОУ рис.1 в диапазоне средних частот

$$\frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_{c2}}{R_{01}} + \frac{\dot{U}_2 - \dot{U}_{c2}}{R_{02}} \dots \frac{\dot{U}_n - \dot{U}_{c2}}{R_{0n}} = 0, \quad (1)$$

где  $\dot{U}_i$  - комплекс напряжения на  $i$  входе МОУ.

После преобразований (1) можно получить, при  $|\dot{T}| \gg 1$  выходное напряжение МОУ

$$\dot{U}_n = \beta_o^{-1} [K_{n1}\dot{U}_1 + K_{n2}\dot{U}_2 + \dots + K_{nn}\dot{U}_n], \quad (2)$$

где  $\beta_o$  - коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи  $\beta_{oc}$ .

$$\beta_o = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad \beta_o^{-1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad (3)$$

$K_{ni}$  - частные коэффициенты передачи по неинвертирующим входам  $Vx.i^{(+)}$  МОУ. Причем

$$K_{n1} = \frac{y_{01}}{y_{01} + y_{02} + \dots + y_{0n}}, \quad (4)$$

$$K_{n2} = \frac{y_{02}}{y_{01} + y_{02} + \dots + y_{0n}}, \quad (5)$$

$$K_{nn} = \frac{y_{0n}}{y_{01} + y_{02} + \dots + y_{0n}}. \quad (6)$$

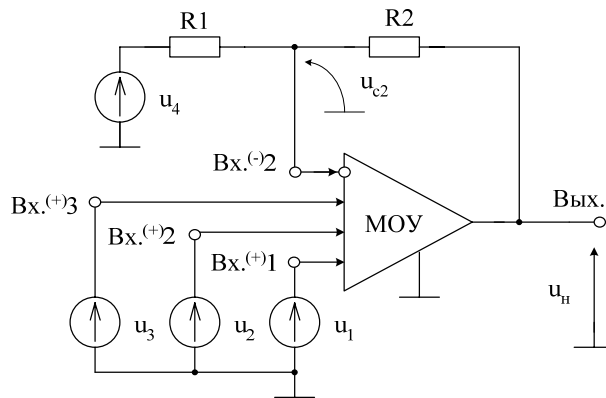
Если выбрать  $R_{01} = R_{02} = \dots = R_{0n} = R_0$ , то

$$\dot{U}_n = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{\dot{U}_1 + \dot{U}_2 + \dots + \dot{U}_n}{n}\right). \quad (7)$$

Таким образом, в архитектуре рис. 1 при большом петлевом усилении обеспечивается алгебраическое суммирование комплексов  $n$ -напряжений на неинвертирующих входах МОУ с масштабирующим коэффициентом, зависящим от глубины общей отрицательной обратной связи ( $\beta_o$ ) и числа входов  $n$ .

Функциональная схема рассмотренного МОУ при  $R_{01} = R_{02} = R_{0n}$  для идентичных входов представлена на рис.2.

Примеры построения двухтактных эмиттерных повторителей схемы рис. 1 показаны на рис. 3 и рис. 4.



$$u_{\text{вых}} = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \frac{u_1}{3} + \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \frac{u_2}{3} + \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \frac{u_3}{3}$$

Рис. 2. Функциональная схема мультивходового ОУ

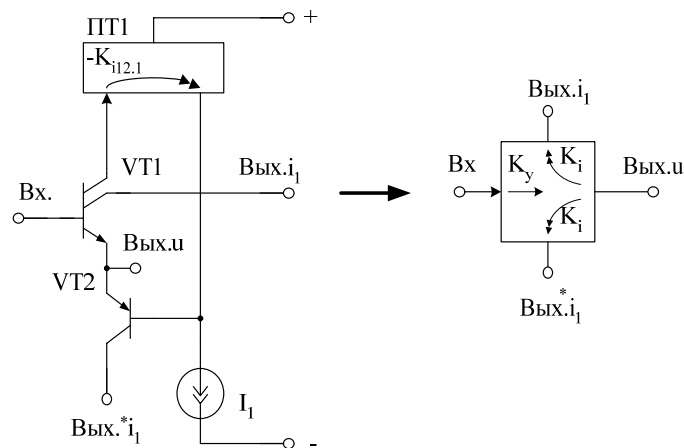


Рис.3. Двухтактный эмиттерный повторитель на основе каскада с нелинейной коррекцией

На рис. 5 показаны графики выходного напряжения МОУ с каскадами на частоте  $f = 1$  кГц при различных фазах и уровнях амплитуд трех входных синусоидальных сигналов, а также спектр выходного напряжения  $u_n(t)$ .

Анализ этих графиков подтверждает полученные выше теоретические выводы: в режиме большого сигнала амплитуда и фаза выходного напряжения МОУ, показанного на рис. 1 (в отличие от [5]), определяются фазой и уровнем входных сигналов в широком диапазоне их изменения.

Рассмотренная архитектура МОУ может послужить основой построения аналоговых интерфейсов нового поколения, использующих принципы собственной компенсации.

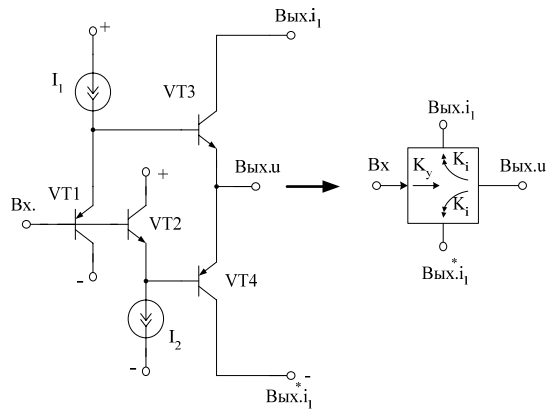
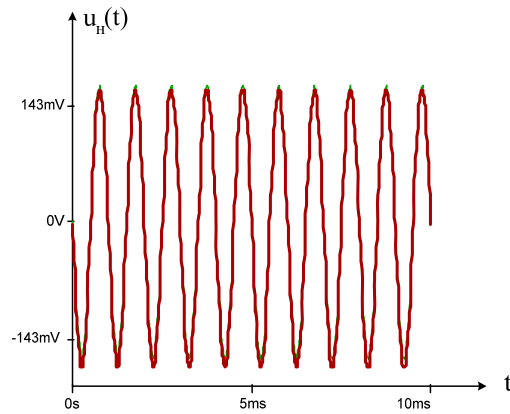
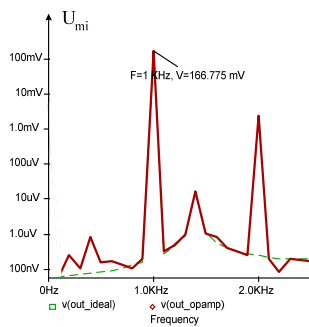


Рис.4. Двухтактный эмиттерный повторитель на базе «бриллиантового» транзистора



а)



Расчетная по (7) амплитуда и фаза первой гармоники выходного напряжения

$$\begin{cases} U_{m1} = |(1 + 0,5 - 2)V/3| = 0,1666B & (8) \\ \varphi = -180^\circ \end{cases}$$

б)

Рис. 5. Напряжение на выходе МОУ при трех синусоидальных сигналах (8) (а) и спектр выходного напряжения МОУ рис. 1 на транзисторах ФГУП НПП «Пульсар» (б)

## 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  $\alpha_5$ , где  $\alpha_5 \approx 1$  - коэффициент усиления транзистора 5 по току эмиттера.