

18. *Bozhinova A.S., Kaneva N.V., Kononova I.E., i dr. Izuchenie fotokataliticheskikh i sensorykh svoystv nanokompozitnykh sloev ZnO/SiO<sub>2</sub> [The study of photocatalytic and sensory properties of nanocomposite layers ZnO/SiO<sub>2</sub>], Fizika i tekhnika poluprovodnikov [Physics], 2013, Vol. 47, Issue 12.*

Статью рекомендовал к опубликованию д.ф.-м.н., профессор А.М. Кармоков.

**Светличный Александр Михайлович** – Южный федеральный университет; e-mail: amsvetlich@gmail.com; 347928, г. Таганрог, ул. Шевченко, 2, корп. Е; тел.: +78634371611; кафедра нанотехнологий и микросистемной техники; к.т.н.; доцент.

**Демьяненко Максим Валерьевич** – e-mail: maks\_vd@mail.ru; кафедра нанотехнологий и микросистемной техники; аспирант.

**Житяев Игорь Леонидович** – e-mail: jityaev.igor@gmail.com; кафедра нанотехнологий и микросистемной техники; аспирант.

**Григорьев Михаил Николаевич** – Таганрогский научно-исследовательский институт связи; e-mail: gregoryevmikhail@mail.ru; 347900, г. Таганрог, ул. Седова, 3; тел.: +786343870151; инженер.

**Svetlichnyi Alexander Mikhailovich** – Southern Federal University; e-mail: amsvetlich@gmail.com; 2, Shevchenko street, corps. E, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371611; the department of nanotechnologies and microsystems; cand. of eng. sc.; associate professor.

**Demyanenko Maxim Valeryevich** – e-mail: maks\_vd@mail.ru; the department of nanotechnologies and microsystems; postgraduate student.

**Jityaev Igor Leonidovich** – e-mail: jityaev.igor@gmail.com; the department of nanotechnologies and microsystems; postgraduate student.

**Grigoriev Mikhail Nikolayevich** – Taganrog Research Institute of Communications; e-mail: gregoryevmikhail@mail.ru; 3, Sedova street, Taganrog, 347900, Russia; phone: +786343870151; engineer.

УДК 621.372

**С.Г. Кругчинский, Е.А. Жебрун**

### **СТРУКТУРНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ПРЕЦИЗИОННЫХ АРС-ФИЛЬТРОВ НА БАЗЕ МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ОУ\***

*Для повышения основных качественных показателей оптимальных по критерию минимума пассивной чувствительности фильтров как сложно-функциональных блоков смешанных микроэлектронных систем рассматривается применение принципов собственной и взаимной компенсации влияния частоты единичного усиления ( $f_1$ ) операционных усилителей (ОУ) на частоту и затухание полюса звеньев второго порядка. Сформулированы функционально-топологические правила синтеза структур таких АФ. Показано, что эффекты взаимной компенсации влияния частоты единичного усиления отдельных ОУ на эти параметры достигаются введением двух автономных контуров специальных компенсирующих обратных связей. Показана целесообразность применения в схемотехнике звеньев второго порядка мультидифференциальных ОУ, обеспечивающих реализацию специальных сумматоров с различным коэффициентом передачи без использования дополнительных активных элементов. В этом случае базовым топологическим признаком компенсирующих контуров является объединение дифференциальных входов ОУ с дополнительным входом мультидифференциального ОУ. Установлено, что для компенсации погрешности частоты полюса*

\* Статья подготовлена по проекту № 8.374.2014/К Госзадания Минобрнауки РФ на 2014-2016 гг.

в дополнительном контуре необходимо положительное возвратное отношение при реализации на выходе операционных усилителей функции полосового типа, а для компенсации погрешности затухания – отрицательное возвратное отношение и реализация на выходе аналогичного ОУ функции фильтра нижних частот. Сформулированный принцип приводит к взаимной компенсации влияния частоты единичного усиления различных ОУ на основные параметры звена второго порядка и фильтра в целом. Приводится пример структурного синтеза универсального звена второго порядка с низким (примерно на два порядка) потребляемым током и малым влиянием частот единичного усиления применяемых ОУ на параметры полюса. Результаты моделирования демонстрируемых принципиальных схем в среде промышленных САПР хорошо согласуются с базовыми теоретическими положениями и выводами.

*Структурная оптимизация; прецизионные фильтры; собственная и взаимная компенсация.*

**S.G. Krutchinsky, E.A. Zhebrun**

### STRUCTURAL OPTIMIZATION OF PRECISION ARC-FILTERS BASED ON MULTIDIFFERENTIAL OP AMPS

*To improve the basic quality indicators of optimal by the criterion of a minimum sensitivity passive filters as IP blocks of mixed microelectronic systems the application of the principles of self-compensation and cancellation of operational amplifiers (op amps) unity gain frequency ( $f_1$ ) impact on the frequency and attenuation of the pole of the second order sections is considered. Functional and topological rules of synthesis of such AF structures are formulated. It is shown that the effects of cancellation of separate op amp unity gain frequency on these parameters is achieved by introducing two autonomous special compensating feedbacks. The expediency of using in the circuitry of second-order sections of multidifferential op amps ensuring the implementation of special adders with different transfer ratios without the use of additional active elements is shown. In this case, the basic topological feature of compensating circuits is to unite the differential op amp inputs with auxiliary input of multidifferential op amp. It was found that for pole frequency error compensation in additional circuit there must be a positive recurrent attitude in the implementation of the op amp of bandpass function type, and for attenuation error compensation there must be a negative recurrent attitude and implementation of low pass filter function at a similar op amp output. Formulated principle leads to cancellation of the effect of different op amp frequency unity gain on the basic parameters of the second-order section and a filter as a whole. An example of structural synthesis of the universal second-order section with low (approximately in two orders of magnitude) current consumption and low influence of the unity gain frequency of applied op-amps on pole parameters. Demonstrated the use of a developed scheme for the design of optimal by the criterion of a minimum sensitivity bandpass 4th order filter. The simulation results of demonstrated circuits in an environment of industrial CAD are in good agreement with the basic theoretical propositions and conclusions.*

*Structural optimization; precision filters; inherent compensation and cancellation.*

**Введение.** Создание смешанных микроэлектронных систем (МЭС) предполагает разработку аналоговых и дискретно-аналоговых сложно-функциональных блоков (СФ блоков), обеспечивающих высокую точность преобразования сигналов при низкой потребляемой мощности. Среди широкого многообразия СФ блоков особое место занимают частотные фильтры, обеспечивающие формирование рабочих полос многочисленных периферийных устройств. Например, в диагностической аппаратуре современных систем управления качество системы верхнего уровня иерархии непосредственно зависит от точности частотных характеристик полосовых каналаобразующих фильтров с относительно узкой шириной полосы пропускания. Традиционно задача повышения точности частотной селекции решается применением низкочувствительных схем с относительно большим числом активных элементов (операционных усилителей (ОУ)), требующих больших энергетических затрат [1–3]. Именно поэтому применение традиционных схемотехни-

ческих решений [4] - [7] приводит к противоречивым требованиям – высокая точность (низкая параметрическая чувствительность) и предполагает использование либо специальных активных элементов [8–12], либо ОУ с большим токопотреблением [13–16].

Для снятия указанного противоречия на функциональном уровне в [17] предложено применение принципа собственной компенсации влияния частоты единичного усиления активных элементов ( $f_1$ ) на характеристики и параметры аналоговых устройств.

Современная технология производства смешанных МЭС обеспечивает высокую идентичность параметров ОУ. Так, относительные изменения статического коэффициента усиления ( $\mu$ ) и частоты единичного усиления ( $f_1$ ) в температурном диапазоне до 100 °С составляет менее 10 %, а их разность для отдельных ОУ на порядок ниже. Эта технологическая особенность предоставляет хорошие возможности повышения качественных показателей смешанных МЭС.

**Постановка задачи.** Погрешности амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик любого линейного устройства, вызванные изменением доминирующих параметров активных элементов  $\mu_j$  и  $f_{1j}$ , определяются функциями чувствительности его комплексного коэффициента передачи  $\Phi(j\omega)$  или передаточной функции  $\Phi(p)$ :

$$\frac{\Delta|\Phi(i\omega)|}{|\Phi(i\omega)|} = \sum_{j=1}^N \operatorname{Re}(S_{\mu_j}^{\Phi(i\omega)}) \frac{\Delta\mu_j}{\mu_j} + \sum_{j=1}^N \operatorname{Re}(S_{f_{1j}}^{\Phi(i\omega)}) \frac{\Delta f_{1j}}{f_{1j}}; \quad (1)$$

$$\Delta \arg \Phi(i\omega) = \sum_{j=1}^N \operatorname{Im}(S_{\mu_j}^{\Phi(i\omega)}) \frac{\Delta\mu_j}{\mu_j} + \sum_{j=1}^N \operatorname{Im}(S_{f_{1j}}^{\Phi(i\omega)}) \frac{\Delta f_{1j}}{f_{1j}}, \quad (2)$$

где  $\mu_j$  и  $f_{1j}$  – статический коэффициент и частота единичного усиления  $i$ -го ОУ,  $N$  – число используемых ОУ.

Если характер частотной зависимости  $\operatorname{mod} \Phi(j\omega)$  и  $\arg \Phi(j\omega)$  имеет определенные особенности или параметры ( $P$ ) (полоса пропускания, крутизна, частота полюса и его добротность и т.п.), которые являются целью проекта, то

$$S_{\mu_i}^{\Phi(j\omega)} = S_P^{\Phi(j\omega)} \cdot S_{\mu_i}^P; \quad (3)$$

$$S_{f_{1i}}^{\Phi(j\omega)} = S_P^{\Phi(j\omega)} \cdot S_{f_{1i}}^P, \quad (4)$$

где  $P$  – некоторый параметр проектируемого устройства.

Из (3) и (4) следует два основных случая высокочувствительных устройств. Во-первых, если для  $\operatorname{mod}$  и  $\arg$  основной вклад определяется чувствительностью по параметру  $P$ , то проектируемое устройство относится к классу высокочувствительных. Во втором случае основной вклад вносит чувствительность параметра  $P$  к нестабильности  $\mu_j$  и  $f_{1j}$  активных элементов ( $S_{\mu_i}^P$  и  $S_{f_{1i}}^P$ ) и проектируемое устройство имеет высокую чувствительность реализации. Типовыми параметрами этих случаев является частота полюса ( $\omega_p$ ) и его добротность ( $Q=1/dp$ ). Однако, всегда для решения общей задачи необходимо создавать принципиальные схемы, у которых возможна параметрическая минимизация чувствительности именно этого параметра. Из (1)–(4) следует, что в общем случае решение поставленной в работе задачи сводится к минимизации сумм

$$\sum_{j=1}^N S_{\mu_j}^P \rightarrow \min, \quad \sum_{j=1}^N S_{f_{1j}}^P \rightarrow \min, \quad (5)$$

при условии, что  $\text{mod } S_{\mu_j}^P$  не увеличивается (сохраняет свое численное значение):

$$\text{mod } S_{\mu_j}^P = \text{const}, \quad \text{mod } S_{f_{1j}}^P = \text{const}, \quad j = \overline{1, N}. \quad (6)$$

Условия (5) обеспечивают взаимную компенсацию влияния доминирующих параметров отдельных ОУ на параметр схемы Р и, следовательно, исключают влияние относительных изменений  $\Delta\mu/\mu$  и  $\Delta f_1/f_1$ , определяемых идентичностью ОУ. Выполнение условия (6) позволяет не увеличивать влияние реальных отклонений от "идентичности".

В этом случае стабильность параметра Р многократно увеличивается и определяется только отклонениями  $\Theta_\mu$  и  $\Theta_{f_1}$ , а также среднеквадратичным значением параметрической чувствительности

$$\frac{\Delta P}{P} = \Theta_\mu \sqrt{\sum_{j=1}^N (S_{\mu_j}^P)^2} + \Theta_{f_1} \sqrt{\sum_{j=1}^N (S_{f_{1j}}^P)^2}, \quad (7)$$

где

$$\Theta_\mu = \max \left\{ \frac{\Delta\mu}{\mu} - \frac{\Delta\mu_j}{\mu_j} \right\}; \quad (8)$$

$$\Theta_{f_1} = \max \left\{ \frac{\Delta f_1}{f_1} - \frac{\Delta f_{1j}}{f_{1j}} \right\}; \quad (9)$$

Таким образом, для решения сформулированной задачи (5) и (6) необходимо создание принципиальных схем с дополнительными параметрическими степенями свободы, которые могут использоваться для изменения (чередования) знаков и величин чувствительности параметра Р к нестабильности статического коэффициента усиления и частоты единичного усиления ОУ. Для разработки идеологии проектирования таких принципиальных схем необходимо, согласно [1], изучение свойств соответствующих обобщенных структур, обладающих топологической полнотой. В соответствии с общей задачей настоящей работы в качестве их базисных структур выступают ОУ и пассивные RC-цепи.

Согласно [17] решение такой задачи связано с реализацией достаточных и единственных условий собственной компенсации влияния  $f_1$  и  $\mu$  на параметры проектируемого фильтра. При этом структурным признаком такой компенсации является соединение входов в ОУ. Возникающие при этом дополнительные (компенсирующие) обратные связи обеспечивают при изменении их глубины чередования знаков в функциях (3), (4) при выполнении условий (5), (6). В силу этих причин строгое применение этих принципов обеспечивает получение оптимальных структур – структур порождающих дополнительные параметрические степени свободы. Как будет показано ниже, этот принцип исключает применение дополнительных активных элементов и выгодно отличается от принципов взаимной компенсации [18–20].

**Функционально-топологические правила синтеза схем второго порядка с цепями взаимной компенсации.** Рассмотрим решение общей задачи для звеньев второго порядка. Знаменатель их передаточной функции  $B(p)$  и его приращение  $\Delta B(p)$ , вызванное влиянием ОУ описывается следующими выражениями:

$$B(p) = p^2 b_0 + p b_1 + 1,$$

$$d_p = \frac{b_1}{\sqrt{b_0}}, \quad \omega_p = \sqrt{\frac{1}{b_0}}, \quad (10)$$

$$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} \approx -\frac{\alpha_2}{2b_0}, \quad \frac{\Delta d_p}{d_p} = -\frac{\omega_2}{2\omega_0} \left( \alpha_1 - \frac{\alpha_3}{b_0} \right), \quad (11)$$

где  $\omega_p$  и  $d_p$  – частота и затухание полюса, а  $\Delta\omega_p/\omega_p$  и  $\Delta d_p/d_p$  – относительные изменения этих параметров.

Можно достаточно строго показать, что относительные изменения  $\Delta\omega_p/\omega_p$  и  $\Delta d_p/d_p$  являются также и суммарной чувствительностью с противоположным знаком этих параметров к площади усиления применяемых активных элементов ( $\Pi = 2\pi f_1$ ). Именно минимизация суммарной чувствительности в постановке задачи (5) обеспечивает и минимизацию указанных относительных изменений.

Тогда для компенсации влияния компонент  $\Delta B_1(p)$  необходимо к полиному (11) добавить следующую составляющую:

$$\Delta B_2(p) = \sum_{j=1}^M \frac{P}{\Pi_j} K_j (p^2 \alpha_{2j} + p \alpha_{1j} + \alpha_{0j}), \quad (12)$$

где  $K_j$  – некоторый коэффициент.

Отсюда

$$\begin{aligned} \Delta B(p) = \Delta B_1(p) + \Delta B_2(p) = & p^3 \left( \alpha_3 + \sum_{j=1}^N \frac{K_j}{\Pi_j} \alpha_{2j} \right) + \\ & + p^2 \left( \alpha_2 + \sum_{j=1}^N \frac{K_j}{\Pi_j} \alpha_{1j} \right) + p \left( \alpha_1 + \sum_{j=1}^N \frac{K_j}{\Pi_j} \alpha_{0j} \right) \end{aligned} \quad (13)$$

$$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} \approx -\frac{1}{2b_0} \left( \alpha_2 + \sum_{j=1}^N \frac{K_j}{\Pi_j} \alpha_{1j} \right) \quad (14)$$

$$\frac{\Delta d_p}{d_p} \approx -\frac{\omega_p}{d_p} \left( \alpha_1 + \sum_{j=1}^N \frac{K_j}{\Pi_j} \alpha_{0j} - \frac{1}{b_0} \left( \alpha_3 + \sum_{j=1}^N \frac{K_j}{\Pi_j} \alpha_{2j} \right) \right) \quad (15)$$

Соотношения (14), (15) показывают, что выбором  $\alpha_{2j}$ ,  $\alpha_{1j}$ ,  $\alpha_{0j}$  и знаков  $K_j$  можно обеспечить любой уровень компенсации влияния площадей усиления активных элементов на частоту и затухание полюса. Вытекающие из (14), (15) функциональные признаки и правила приведены в табл. 1. Целесообразно еще раз подчеркнуть – введение таких компенсирующих обратных связей изменяет не только структуру знаменателя передаточной функции, но структуру суммарной чувствительности (4). Это объясняется изменением локальной передаточной функции [2].

Таблица 1

**Правила построения звеньев с активной компенсацией**

Компенсированные параметры	Функционально-топологический признак	Правило построения схемы
$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}$	Реализация на выходе одного или нескольких ОУ функции $p\alpha_{1j}/B(p)$ (компенсация $\alpha_2$ )	Дифференциальный вход ОУ через масштабный усилитель с коэффициентом передачи $K = -\Delta\omega_p/\omega_p \cdot \Pi_j/\alpha_{1j}$ соединяют с выбранным входом схемы. Возвратное отношение в контуре положительно
$\frac{\Delta d_p}{d_p}$	Реализация на выходе одного или нескольких ОУ функции $p^2\alpha_{2j}/B(p)$ или $\alpha_{0j}/B(p)$ (компенсация $\alpha_3$ или $\alpha_1$ )	Дифференциальный вход ОУ через масштабный усилитель с коэффициентом передачи $K = -\Delta d_p/d_p \cdot \Pi_j/\omega_p^3 Q\alpha_{2j}$ или $K = \Delta d_p/d_p \cdot \Pi_j/\alpha_{1j} \cdot 1/\omega_p Q$ соединяют с выбранным входом схемы. В первом случае возвратное отношение в контуре положительно, а во втором – отрицательно

Примечание. При одновременной компенсации изменений  $\omega_p$  и  $d_p$  используется в качестве функционального признака одна из сумм передаточных функций. Если существует свобода выбора, то целесообразно использовать входы того ОУ, чувствительность и площадь усиления которого больше.

**Синтез структуры оптимальной схемы универсального фильтра.** Из табл. 1 следует, что наиболее простые схемы звеньев второго порядка с расширенным диапазоном рабочих частот целесообразно ориентировать на структуры с "виртуальными" нулями, в которых дифференциальный сигнал частотной погрешности активного элемента (усилителя) не содержит синфазных составляющих в диапазоне рабочих частот. Несмотря на то, что такие низкочувствительные схемы требуют принципиально большого числа активных элементов (один ОУ на решающий усилитель), сформулированная в табл. 1 особенность синтеза схем с взаимной компенсацией в случае применения МОУ не требует дополнительных элементов.

Продемонстрируем сказанное на конкретном примере. На рис. 1 приведена структура универсального звена второго порядка.

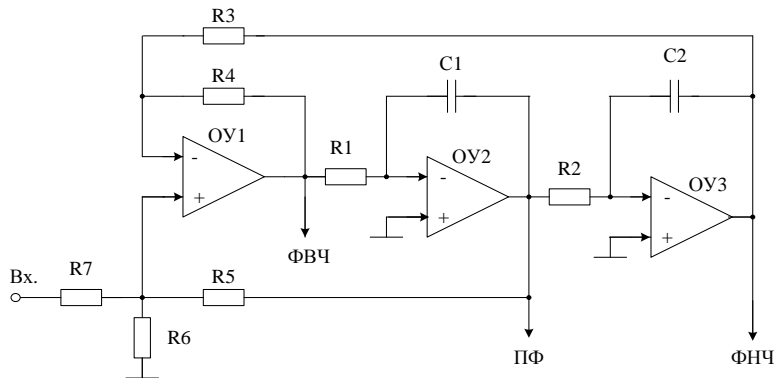


Рис. 1. Универсальное звено НКН

Эта схема часто именуется звеном НКН [1] и характеризуется следующими параметрами полюса её передаточной функции:

$$\begin{aligned} \omega_p &= \sqrt{k/\tau_1\tau_2}; \quad k = R_4/R_3, \quad \tau_1 = R_1C_1, \tau_2 = R_2C_2, \\ d_p &= \sqrt{\tau_2/\tau_1}(\sqrt{k} + 1/\sqrt{k})\chi; \quad \chi = \frac{g_5}{g_5 + g_6 + g_7}. \end{aligned} \quad (16)$$

При этом схема рис. 1 реализует на выходах ОУ фильтр верхних частот (ФВЧ), полосовой фильтр (ПФ) и фильтр нижних частот (ФНЧ).

По аналогии с соотношениями (14), (15) влияние частоты единичного усиления ОУ приводит к следующим относительным изменениям этих параметров:

$$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} \approx -\frac{1}{2} \frac{\omega_p}{\sqrt{k}} \left( \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \frac{1}{\Pi_1} + \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{1}{\Pi_3} \right); \quad (17)$$

$$\frac{\Delta d_p}{d_p} \approx -Q\omega_p \left( \frac{1+k}{\Pi_1} + \frac{1}{\Pi_2} + \frac{1}{\Pi_3} \right). \quad (18)$$

Из приведенных соотношений следует, что схема не подвергается параметрической оптимизации, а её чувствительности

$$S_{\Pi_1}^{\omega_p} \approx d_p, \quad S_{\Pi_2}^{\omega_p} \approx \frac{0,5\omega_p}{\sqrt{k}\Pi_2} \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}, \quad S_{\Pi_3}^{\omega_p} \approx \frac{0,5\omega_p}{\sqrt{k}\Pi_3} \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}, \quad (19)$$

$$S_{\Pi_1}^{d_p} \approx Q(1+k) \frac{\omega_p}{\Pi_1}, \quad S_{\Pi_2}^{\omega_p} \approx Q \frac{\omega_p}{\Pi_2}, \quad S_{\Pi_3}^{\omega_p} \approx Q \frac{\omega_p}{\Pi_3}. \quad (20)$$

С точки зрения относительного равенства вкладов ОУ в указанную выше погрешность, целесообразно обеспечить условия:  $k=1, \tau_1=\tau_2$ . Как видно из (16), (19), (20) рассматриваемая схема относится к классу параметрически низкочувствительных и доминирующим фактором, определяющим его свойства является частота единичного усиления ОУ ( $f_1$ ).

Для минимизации влияния  $f_1$  ОУ на суммарную чувствительность частоты ( $\omega_p$ ) и затухания ( $d_p$ ) полюса воспользуемся правилами взаимной компенсации влияния площади усиления ОУ (табл. 1). Из функциональных свойств схемы следует, что взаимная компенсация влияния  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  на частоту полюса возможна соединением инвертирующего входа ОУ2 с входом схемы через усилитель с  $K_1=2$ . В этом случае доминирующие чувствительности к площадям усиления ОУ2 и ОУ3 будут иметь противоположные значения и равные модули, что в конечном итоге и повышает стабильность частоты полюса схемы:

$$S_{\Pi_1}^{\omega_p} \approx d_p; \quad S_{\Pi_2}^{\omega_p} \approx -\frac{1}{2} \frac{\omega_p}{\Pi_2}; \quad S_{\Pi_3}^{\omega_p} \approx \frac{1}{2} \frac{\omega_p}{\Pi_3}. \quad (21)$$

Аналогично из табл. 1 следует, что для взаимной компенсации влияния частотных свойств ОУ на затухание (добротность) полюса необходимо инвертирующий вход ОУ3 соединить с входом схемы через усилитель с  $K_2=4$ , тогда

$$S_{\Pi_1}^{d_p} \approx 2Q \frac{\omega_p}{\Pi_1}; \quad S_{\Pi_2}^{\omega_p} \approx Q \frac{\omega_p}{\Pi_2}; \quad S_{\Pi_3}^{\omega_p} \approx -3Q \frac{\omega_p}{\Pi_3}. \quad (22)$$

Таким образом, полученные свойства схемы обеспечивают при помощи площади усиления ОУ3 взаимную компенсацию влияния суммарной погрешности, обусловленной  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$ .

Для создания указанных дополнительных компенсирующих контуров ОУ1 необходимо заменить на МОУ с тремя дополнительными неинвертирующими входами [7] (рис. 2). Такой мультидифференциальный ОУ можно реализовать с любым численным значением коэффициентов  $K_1$  и  $K_2$ .

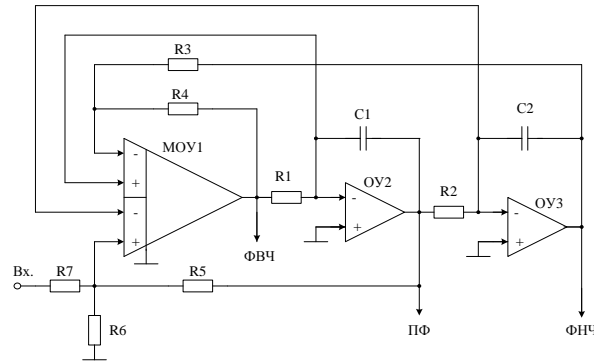


Рис. 2. Универсальное звено с взаимной компенсацией влияния частоты единичного усиления ОУ на параметры полюса

Таким образом, схема с собственной компенсацией влияния частоты единичного усиления ОУ, как на частоту, так и на затухание полюса содержит аналогичное число усилителей и не требует применения ОУ с широкодиапазонным коэффициентом ослабления синфазного напряжения.

**Результаты моделирования.** Результаты моделирования схем рис. 1, 2 приведены на рис. 3, 4 и сведены в табл. 2.

Анализ полученных результатов показывает, что схема с взаимной компенсацией влияния  $f_1$  на частоту и затухание полюса позволяет существенно (на несколько порядков) повысить точность реализации и стабильность АЧХ и ФЧХ. Так, в диапазоне температур  $\pm 50^\circ\text{C}$  и с учетом влияния технологической погрешности изготовления этих элементов, когда  $f_1 = 3 \dots 7 \text{ МГц}$  и  $\Theta f_1$  (см. (9)) составляет  $\pm 4\%$  даже в наихудшем случае ( $f_1 = 3 \text{ МГц}$ ) погрешность реализации АЧХ в полосе пропускания не превышает  $0,78 \text{ дБ}$ . При этом введением специального "предсказания" (коррекцией коэффициента передачи сопротивлениями резисторов R6, R7) эту погрешность можно уменьшить практически в 2 раза.

Здесь уместно отметить, что уменьшение параметрической чувствительности  $\omega_p$  и  $d_p$  к частоте единичного усиления ОУ до уровня полученного результата за счет увеличения ( $\Pi = 2\pi f_1$ ) для традиционной схемы ННК требует применения ОУ с  $f_1 \geq 500 \text{ МГц}$ , следовательно, практически пропорционального увеличения потребляемого тока.

Полученные в этой частоте работы результаты позволяют сделать ряд выводов методического и параметрического характера. Во-первых, конкретизация найденных функциональных и топологических принципов целенаправленного введения компенсирующих контуров обратных связей может для определенного класса практических задач привести к простым правилам построения принципиальных схем с взаимной компенсацией. Для этого необходим анализ целевых (реализуемых) передаточных функций, характера изменения структуры их номиналов и базовых параметров проектирования P. Например, для звеньев активных фильтров и корректоров такими параметрами являются частоты и затухания полюсов. Конкретизация их изменения (17), (18) позволяет сформулировать представленные в табл. 1 правила построения схем.



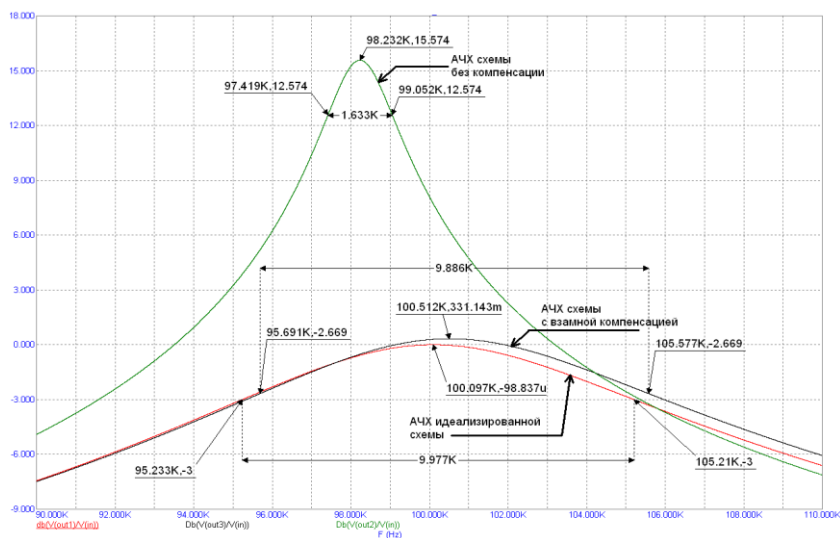


Рис. 3. АЧХ универсального звена в режиме ПФ

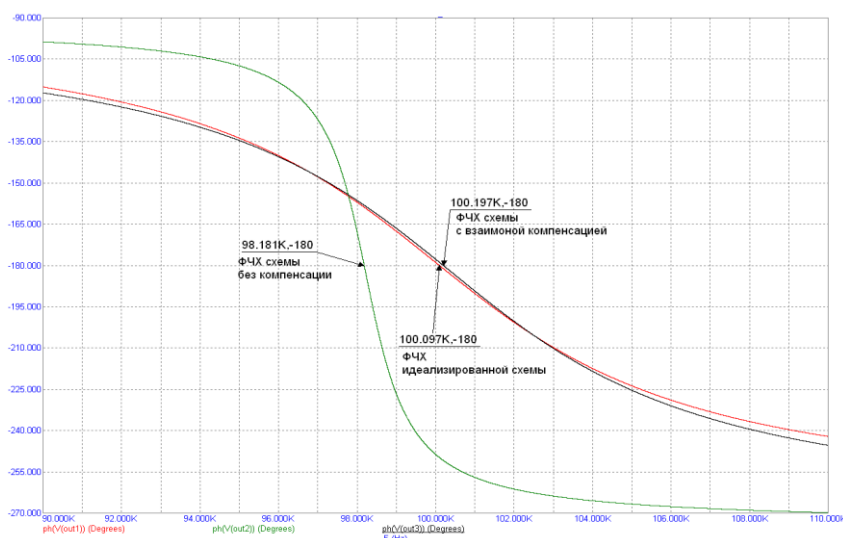


Рис. 4. ФЧХ универсального звена в режиме ПФ

Приведенные в работе сквозные примеры, демонстрирующие методику структурного синтеза схем с взаимной компенсацией, вскрывают содержательную сторону проектных процедур и показывают возможные направления совершенствования функциональных свойств используемых активных элементов. Как видно из соотношений (19)–(22), в схемотехнике таких устройств целесообразно использование мультидифференциальных ОУ, снимающих в конечном итоге ряд дополнительных параметрических ограничений и принципиально изменяющих общий подход к проектированию высокочувствительных блоков. Однако, низкие значения коэффициента ослабления синфазного напряжения в диапазоне рабочих частот могут существенно повлиять на эффективность действия компенсирующих контуров обратных связей. С этих позиций необходимо либо совершенствование

дифференциальных каскадов ОУ и входных каскадов МОУ, либо применение недифференциального включения исходных ОУ, т.е. переход на схемы с "виртуальными" нулями. Как показано на примере звена НКН (рис. 1, 2) такой подход предпочтительней.

Таблица 2

### Результаты моделирования универсального звена ARC-фильтра

Параметры	Параметры полюса				Параметры ОУ						Элементы схемы
	$f_p$ кГц	Q	$\delta f_p$ %	$\delta Q$ %	$f_{11}$ МГц	$f_{12}$ МГц	$f_{13}$ МГц	$\mu_1$ дБ	$\mu_2$ дБ	$\mu_3$ дБ	
Идеализ.	100.097	10	0	0	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	R1= 1.59к
Рис. 1	98.232	60.15	-1.86	+501.5	5	5	5	125	125	125	R2= 1.59к
	98.23	60.26	-1.86	+502.6	5	5	5	100	100	100	C1= 1нФ
	96.832	27.42	-3.26	+174.2	3	3	3	125	125	125	C2= 1нФ
	98.796	25.02	-1.3	+150.2	7	7	7	125	125	125	
Рис. 2	100.512	10.17	+0.4	+1.7	5	5	5	125	125	125	R3=2к
	100.512	10.17	+0.4	+1.7	5	5	5	100	100	100	R4=2к
	100.94	10.51	+0.84	+5.1	3	3	3	125	125	125	R5=2к
	100.365	10.09	+0.27	+0.9	7	7	7	125	125	125	R6=111 R7=2к ОУ $f_1$ = 5МГц $\mu$ = 125дБ

Результаты моделирования схем с взаимной компенсацией влияния частоты единичного усиления показывают, что для относительно высокочастотных полюсов передаточной функции удастся многократно уменьшить потребляемую мощность.

Результаты моделирования схем показывают, что схема рис. 2. позволяет существенно (на несколько порядков) повысить точность реализации и стабильность АЧХ и ФЧХ фильтра. Так, в диапазоне температур  $\pm 50^\circ\text{C}$  и с учетом влияния технологической погрешности изготовления активных элементов, когда  $f_1=3\dots 7\text{МГц}$  и  $\Theta f_1$  погрешность частоты полюса составляет  $\pm 0,4\%$ , а погрешность затухания –  $4,0\%$  при добротности  $Q=10,0$ . Здесь уместно отметить, что уменьшение параметрической чувствительности  $\omega_p$  и  $d_p$  к частоте единичного усиления ОУ до уровня полученного результата за счет увеличения площади усиления ( $\Pi=2\pi f_1$ ) для традиционной схемы НКН (рис. 1) требует применения ОУ с  $f_1 \geq 500\text{МГц}$ , следовательно, практически пропорционального увеличения потребляемого тока.

**Заключение.** Полученные в работе результаты позволяют сделать ряд выводов методического и практического характера. Во-первых, конкретизация найденных функциональных и топологических принципов целенаправленного введения компенсирующих контуров обратных связей (табл. 1) приводит для звеньев второго порядка к простым правилам построения принципиальных схем с взаимной компенсацией. Для этого необходимо провести анализ целевых передаточных функций, характера изменения структуры их коэффициентов и параметров полюса.

Результаты моделирования схемы фильтра с взаимной компенсацией влияния частоты единичного усиления ОУ показывают, что для относительно высокочастотных полюсов передаточной функции удастся многократно уменьшить потребляемую мощность за счет уменьшения требований к частоте единичного усиления ОУ.

Наконец, уменьшение активных составляющих общей чувствительности (5), (21), (22) позволяет использовать такие схемы в оптимальных структурах многозвенных фильтров.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Vlach J.* The influence of the limited bandwidth of active elements on active filters // Proc., Nat. Electron Conf, Chicago. III. – 2007. – P. 449-453.
2. *Prokopenko N., Budyakov A., Schmalz K., Scheytt C., Ostrovskyy P.* Design of Bipolar Differential OpAmps with Unity Gain Bandwidth up to 23 GHz // Proceeding of the 4-th European Conference on Circuits and Systems for Communications – ECCSC'08. – 2008. – No10-11. – P. 50-53.
3. *Prokopenko N., Budyakov A., Schmalz K., Scheytt C.* RF IP-blocks based on Fully differential OpAmp for Communication Systems // Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development - MES-2010. – 2010. – No 1. – P. 583-586.
4. *JinKeYao, Baoyong Chi, Zhihua Wang.* A 4 MHz Gm-C Filter with On-Chip Frequency Automatic Tuning // IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2006, ISCAS 2006. Proceedings. – P. 3814-3817.
5. *Zhi-Qiang Gao, Ming-Yan Yu, Feng-Chang Lai, Yi-Zhehg Ye.* A High Q Gm-C Filter for Multi-band Wireless Applications // 8th International Conference on Solis-State and Integrated Circuit Techology, 2006. ICSICT'06. – P. 1733-1735.
6. *Viera Biolkova, Zdenek Kolka, and Dalibor Biolec.* Dual-Output All-Pass Filter Employing Fully-Differential Operational Amplifier and Current-Controlled Current Conveyor // ELFCO 2011 7 th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 1-4 Decemder, Bursa, TURKEY. – P. 319-323
7. *Manisha Gambhir, Vijay Dhanasekaran, Jose Silva-Martinez, and Edgar Sanchez-Sinencio.* Low-Power Architecture and Circuit Techniques for High-Boost Wide-Band Gm-C Filters // IEEE Transations on Circuits and Systems – 1: Regular Paper. – March 2007. – Vol. 54, No. 3. – P. 458-468.
8. *Prokopenko N., Budyakov A., Schmalz K., Scheytt C., Ostrovskyy P.* Design of Bipolar Differential OpAmps with Unity Gain Bandwidth up to 23 GHz. Proceeding of the 4-th European Conference on Circuits and Systems for Communications – ECCSC'08. – 2008. – No. 10-11. – P. 50-53.
9. *Prokopenko N., Budyakov A., Schmalz K., Scheytt C.* RF IP-blocks based on Fully differential OpAmp for Communication Systems // Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development – MES-2010. – 2010. – No 1. – P. 583-586.
10. *Krutchinskiy S.G., Prokopenko N.N.* High-Frequency Sections of Active Filters of Mixed-Signal SoC Based on Current Amplifiers <http://www.hindawi.com/journals/isrn.electronics/2012/319896/>.
11. *Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N. Budyakov P.S., Butyrlagin N.V.* SiGe Selective Amplifier of Microwave Range with High Asymptotic Attenuation // Proceedings 6th International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks. Tetovo, Macedonia Republic 27 – 29 May 2014. – P. 218-221.
12. *Krutchinskiy S.G., Svizev G.A., Prokopenko N.N., Butyrlagin N.V.* Controlled selective amplifier of microwave range // in Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2013 23rd International Crimean Conference, September 2013. – P. 80-81. Available: <http://goo.gl/SP8peD> Article number 6652617.
13. Patent RU 2523953, Int. Cl. H03F 3/00. Instrumentation amplifier with resonance amplitude-frequency characteristic / Prokopenko N.N., Krutchinskiy S.G., Svizev G.A., Budyakov P.S. – № 2013106008/08; Date of filing: 12.02.2013; Date of publication: 27.07.2014, Bull. № 21. – 9 p. (516).
14. Измерительный усилитель с управляемыми параметрами амплитудно-частотной характеристики: заявка на патент Российской Федерации, МПК H03F 3/45, H03H 11/00, H03K 5/00 / Прокопенко Н.Н., Бугакова А.В., Суворов В.В. – № 2013110169/08; заявл. 06.03.2013 (517).
15. *Rakitin V.V.*, Integrated circuits in CMOS – transistors. Textbook. – М., 2007. – 307 p., 1967. – P. 20-23.
16. *Filanovsky I.M., Ivanov V.V.* Operational amplifier speed and accuracy improvement: analog circuit design with structural methodology. Kluwer Academiv Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2004. – 194 p.
17. *Крутчинский С.Г.* Структурный синтез аналоговых электронных схем. – Ростов-на-Дону: СКНЦ ВШ, 2001. – 180 с.
18. *Brackett P., Sedra A.* Active compensation for high frequency effects in op-amp circuits with applications to active RC-filters // IEEE Trans. – 1976. – Vol. CAS-23, ' 2. – P. 68-72.

19. Akerberg D., Mossberg K. A versatile RC building block with inherent compensation for the finite bandwidth of the amplifier // *IEEE Trans.* – 1974. – Vol. CAS-21. – P. 75-78.
20. Крутчинский С.Г., Старченко Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители и прецизионная микросхемотехника // *Международный научно-технический журнал "Электроника и связь"*. – 2004. – № 20. – С. 37-45.

## REFERENCES

1. Vlach J. The influence of the limited bandwidth of active elements on active filters, *Proc., Nat. Electron Conf. Chicago. III*, 2007, pp. 449-453.
2. Prokopenko N., Budyakov A., Schmalz K., Scheytt C., Ostrovskyy P. Design of Bipolar Differential OpAmps with Unity Gain Bandwidth up to 23 GHz, *Proceeding of the 4-th European Conference on Circuits and Systems for Communications – ECCSC'08*, 2008, No. 10-11, pp. 50-53.
3. Prokopenko N., Budyakov A., Schmalz K., Scheytt C. RF IP-blocks based on Fully differential OpAmp for Communication Systems, *Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development - MES-2010*, 2010, No. 1. pp. 583-586.
4. JinKeYao, Baoyong Chi, Zhihua Wang. A 4 MHz Gm-C Filter with On-Chip Frequency Automatic Tuning, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2006, ISCAS 2006. Proceedings*, pp. 3814-3817.
5. Zhi-Qiang Gao, Ming-Yan Yu, Feng-Chang Lai, Yi-Zhehg Ye. A High Q Gm-C Filter for Multi-band Wireless Applications, *8th International Conference on Solis-State and Integrated Circuit Technology, 2006. ICSICT'06*, pp. 1733-1735.
6. Viera Biolkova, Zdenek Kolka, and Dalibor Biolec. Dual-Output All-Pass Filter Employing Fully-Differential Operational Amplifier and Current-Controlled Current Conveyor, *EI.FCO 2011 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 1-4 Decemder, Bursa, Turkey*, pp. 319-323
7. Manisha Gambhir, Vijay Dhanasekaran, Jose Silva-Martinez, and Edgar Sanchez-Sinencio. Low-Power Architecture and Circuit Techniques for High-Boost Wide-Band Gm-C Filters, *IEEE Transations on Circuits and Systems – 1: Regular Paper*, March 2007, Vol. 54, No. 3, pp. 458-468.
8. Prokopenko N., Budyakov A., Schmalz K., Scheytt C., Ostrovskyy P. Design of Bipolar Differential OpAmps with Unity Gain Bandwidth up to 23 GHz // *Proceeding of the 4-th European Conference on Circuits and Systems for Communications – ECCSC'08*, 2008, No. 10-11, pp. 50-53.
9. Prokopenko N., Budyakov A., Schmalz K., Scheytt C. RF IP-blocks based on Fully differential OpAmp for Communcation Systems, *Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development – MES-2010*, 2010, No. 1. pp. 583-586.
10. Krutchinskiy S.G., Prokopenko N.N. High-Frequency Sections of Active Filters of Mixed-Signal SoC Based on Current Amplifiers <http://www.hindawi.com/journals/isrn.electronics/2012/319896/>.
11. Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N. Budyakov P.S., Butyrlagin N.V. SiGe Selective Amplifier of Microwave Range with High Asymptotic Attenuation, *Proceedings 6th International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks. Tetovo, Macedonia Republic 27 – 29 May 2014*, pp. 218-221.
12. Krutchinskiy S.G., Svizev G.A., Prokopenko N.N., Butyrlagin N.V. Controlled selective amplifier of microwave range, in *Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo), 2013 23rd International Crimean Conference, September 2013*, pp. 80-81. Available at: <http://goo.gl/SP8peD> Article number 6652617.
13. Patent RU 2523953, Int. Cl. H03F 3/00. Instrumentation amplifier with resonance amplitude-frequency characteristic, *Prokopenko N.N., Krutchinskiy S.G., Svizev G.A., Budyakov P.S.*, No. 2013106008/08; Date of filing: 12.02.2013; Date of publication: 27.07.2014, Bull. № 21, 9 p. (516).
14. Izmeritel'nyy usilitel' s upravlyaemymi parametrami amplitudno-chastotnoy kharak-teristiki [Measuring amplifier with controllable parameters of amplitude-frequency characteristics]: zayavka na patent Rossiyskoy Federatsii, MPK H03F 3/45, H03H 11/00, H03K 5/00, *Prokopenko N.N., Bugakova A.V., Suvorov V.V.*, No. 2013110169/08; zayavl. 06.03.2013 (517).
15. Rakitin V.V., *Integrated circuits in CMOS – transistors. Textbook. Moscow, 2007, 307 p., 1967, pp. 20-23.*

16. *Filanovsky I.M., Ivanov V.V.* Operational amplifier speed and accuracy improvement: analog circuit design with structural methodology. Kluwer Academic Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2004, 194 p.
17. *Krutchinskiy S.G.* Strukturnyy sintez analogovykh elektronnykh skhem [Structural synthesis of analog electronic circuits]. Rostov-on-Don: SKNTs VSh, 2001, 180 p.
18. *Brackett P., Sedra A.* Active compensation for high frequency effects in op-amp circuits with applications to active RC-filters, *IEEE Trans*, 1976, Vol. CAS-23, 2, pp. 68-72.
19. *Akerberg D., Mossberg K.* A versatile RC building block with inherent compensation for the finite bandwidth of the amplifier, *IEEE Trans*, 1974, Vol. CAS-21, pp. 75-78.
20. *Krutchinskiy S.G., Starchenko E.I.* Mul'tidifferentsial'nye operatsionnye usiliteli i pretsionnaya mikroskhemotekhnika [Multidifferential operational amplifiers and a precision micro circuitry], *Mezhdunarodnyy nauchno-tekhnicheskyy zhurnal "Elektronika i svyaz"* [International scientific-technical journal "electronics and communication"], 2004, No. 20, pp. 37-45.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Н.Н. Прокопенко.

**Крутчинский Сергей Георгиевич** – Южный федеральный университет; e-mail: sgkrutch@mail.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 88634361789; кафедра систем автоматического управления; д.т.н.; профессор.

**Жебрун Евгений Андреевич** – e-mail: jackjk@mail.ru; кафедра систем автоматического управления; аспирант.

**Krutchinsky Sergei Georgievich** – Southern Federal University; e-mail: sgkrutch@mail.ru; 44, Nekrasovskiy lane, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634361789; the department of automatic control systems; dr. of eng. sc.; professor.

**Zhebrun Evgeniy Andreevich** – e-mail: jackjk@mail.ru; the department of automatic control systems; postgraduate student.

УДК 628.003.15

**Ю.М. Туляков, П.А. Рузанов**

### **АНАЛИЗ ФУНКЦИЙ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В ТЕХНИКЕ ЭЛЕКТРО И РАДИОСВЯЗИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТЕЙ СЛУЧАЙНЫХ ВЕЛИЧИН С НОРМАЛЬНЫМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ**

*Определяются понятия дискретной и непрерывной случайных величин с характеристиками их значений через закон, плотность и интегральную функцию распределения. Дается оценка свойствам интегральной функции распределения. Для нормального закона приводятся выражения, описывающие плотность и интегральную функцию распределения. Дается характеристика основным параметрам таких распределений – математическому ожиданию и среднеквадратическому отклонению. Приводится иллюстрация плотности и интегральной функции нормального распределения. Определяется проблема оценки и расчета вероятностей для нормального распределения, обусловленная необходимостью выбора для такой оценки из ряда существующих табулированных функций и вариантов использования в них пределов интегрирования. Для решения этой проблемы вначале дается оценка этим функциям - «функции Лапласа», «классическому интегралу Лапласа», «интегралу вероятности (ошибок)», «функции Крампна» и «дополнительной функции ошибок». Данная оценка проведена с учетом различных вариантов значений пределов интегрирования в этих функциях. С использованием результатов этой оценки определялась взаимосвязь этих функций. На основе этих взаимосвязей были найдены соотношения для определения интегральной функции нормального закона распределения через каждую из вышеуказанных функций. Таким образом, используя табличные значения любой из этих функций, появилась возможность, не делая ни каких преобразований, производить расчет вероятностей для нормального распределения. Целью данной работы является оказание помощи научным и инженерным работникам, исследующим и разрабатывающим системы телекоммуникаций.*