

## Раздел II. Сложнофункциональные блоки смешанных систем на кристалле

УДК 621.372

В.А. Свизев

### КАНАЛООБРАЗУЮЩИЙ ФНЧ СИНХРОННЫХ ФИЛЬТРОВ В КМОП-БАЗИСЕ

*В датчиковых системах и системах диагностики сложных технологических объектов необходима передача измеряемой информации по одному выделенному физическому каналу. Аналогичная проблема возникает в устройствах связи с мобильными объектами. В этой связи необходимость цифрового управления диапазоном частот предопределяет целесообразность использования полосовых синхронных фильтров в интерфейсах датчикового уровня. Рассматривается разработка принципиальной схемы фильтра нижних частот, интегрируемого в дифференциальные каскады с высоким подавлением синфазного сигнала аналоговых перемножителей напряжения квадратурных демодуляторов для создания модифицированной структуры синхронного фильтра, обеспечивающего исключение паразитной амплитудной модуляции и согласование дифференциальных сигналов в каналах квадратурных демодулятора и модулятора. Приведены результаты моделирования и сопоставительного исследования принципиальных схем фильтра нижних частот в среде Cadence Virtuoso. Сформулированы выводы и показаны пути повышения точности преобразования передаваемых сигналов. Разработка полностью реализована в КМОП-базисе технологического процесса SGB25VD.*

*Синхронный фильтр; квадратурный демодулятор; ограничитель спектра; фильтр нижних частот.*

V.A. Svizev

### CHANNEL-FORMING LOW-PASS FILTER FOR SYNCHRONOUS FILTER IN CMOS BASIS

*In systems of sensor level and systems of diagnostics complex technological objects, it is necessary to transmission the measured data as a dedicated physical channel. A similar problem occurs in communication devices with dynamic objects. In this connection, the need for digital control of bandwidth determines the appropriateness of use of synchronous bandpass filters in interfaces of sensor level. We consider the development of low-pass filter circuit diagram that integrates into the differential stages with high common mode rejection of voltage analog multipliers of quadrature demodulators to create a modified structure of the synchronous filter, providing an exception parasitic amplitude modulation and coordination of differential signals in quadrature demodulator and modulator. The simulation results and contrastive research of low-pass filter circuit diagram in Cadence Virtuoso are presented. We made the conclusions and showed ways of precision improvement of transmitted signals. Design is completely implemented in CMOS basis of process SGB25VD.*

*Synchronous filter; quadrature demodulator; limiter spectrum; low-pass filter.*

**Введение.** Создание устройств связи с динамическими объектами управления (УСО) в рамках сверхвысокочастотных (СВЧ) приемных и преобразующих трактов является новой и, в основном, поисковой задачей в области автоматического

управления и телемеханики. Типовые СВЧ приемно-передающие тракты решают специальные задачи – локация, радионавигация, сканирующий обзор, связь и др. Выделить для УСО частотный диапазон или реализовать режим прерывания, как правило, не представляется возможным. Так, в летальных аппаратах системы радиолокации и радионавигации работают в специальных дискретных диапазонах частот с защитными интервалами, поэтому их приемные антенны являются относительно широкополосными, что создает предпосылки для пересмотра принципа использования защитных частотных интервалов [1]. Как правило, относительно низкая эффективность использования частотного диапазона этих приемно-передающих трактов (рис. 1) связана с некачественным переносом спектра.

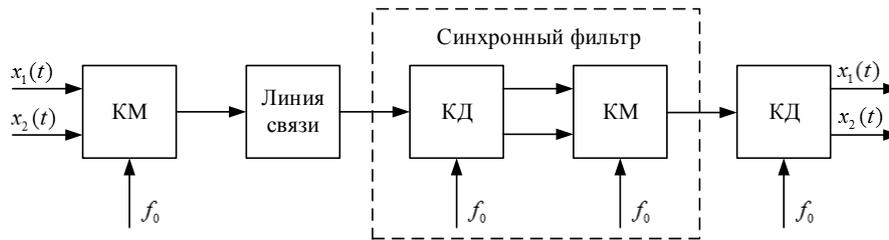


Рис. 1. Структурная схема канала связи

Модуляция и манипуляция реализуется на базе смесителей, которые порождают неинформативные спектры, определяющие ширину защитных частотных интервалов, ужесточают требования к частотным фильтрам и снижают быстродействие системы в целом. Именно поэтому исследование новых схемотехнических подходов к построению передающих и приемных модулей и блоков, образующих в рамках радиотехнических СВЧ систем устройства связи с удаленными динамическими объектами является актуальной задачей.

**Постановка задачи.** Предложенная в [2] схемотехника аналоговых перемножителей (АП) для квадратурного модулятора (КМ) и квадратурного демодулятора (КД) с квадратурным входом и парафазным выходом существенно (более чем на порядок) уменьшает уровень нежелательных продуктов нелинейного преобразования спектра входного сигнала и создает необходимые предпосылки для построения канала УСО. Приведенные в [3] и [4] параметры КД для базовой SiGe технологии SGB25VD показывают, что создание специального не имеющего в настоящее время аналога ограничителя спектра с дифференциальным входом и парафазным выходом с глубоким ослаблением входного синфазного сигнала позволит существенно (на несколько порядков) уменьшить паразитную амплитудную модуляцию в синхронном фильтре (СФ) и исключить промежуточные парафазные модули и узлы, и в конечном итоге решить задачу организации канала связи вплоть до X-диапазона рабочих частот.

Структурной особенностью этих перемножителей является парафазный выход, требующий предельного (до уровня порога чувствительности) ослабления синфазного сигнала. Таким образом, дополнительным условием решения общей задачи является создание двухканального фильтра нижних частот (ФНЧ), характеризующегося предельно низким коэффициентом передачи синфазного напряжения.

**Парафазный синхронный фильтр.** Для решения общей задачи в работе предложена парафазная структурная схема синхронного фильтра (рис. 2), основанная на работе КД и КМ с дифференциальным входом и парафазным выходом. Здесь важнейшим узлом КД является фильтр нижних частот, выполняющий функцию ограничителя спектра, необходимый, в частности, для ослабления сигналов

удвоенных частот [5]. Строго говоря, модернизационный ресурс КД как автономного блока при рационально спроектированном аналоговом перемножителе [3] определяется качественными показателями таких ограничителей спектра.

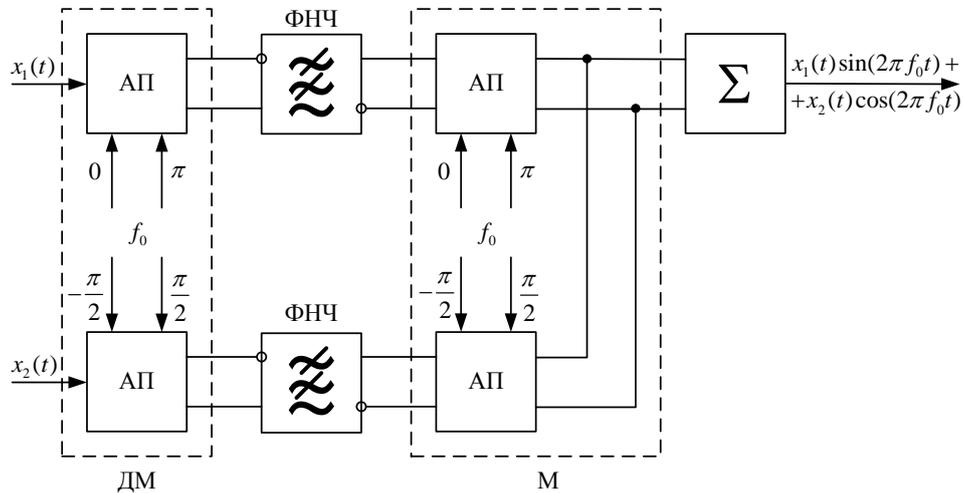


Рис. 2 Структурная схема синхронного фильтра

Предлагаемая ниже схемотехника ограничителя спектра направлена на исключение паразитной амплитудной модуляции и повышение точности преобразования передаваемых сигналов. Минимизация параметрической чувствительности [5] обеспечивается за счет интеграции ФНЧ в структуру симметричного дифференциального каскада с высоким коэффициентом ослабления синфазного напряжения.

Как показано в [6] минимально реализуемое значение коэффициента передачи синфазного сигнала ( $K_{сн}$ ) ограничивается влиянием проходной проводимости транзистора

$$K_{снi \min} = \frac{R_{нi} h_{22}}{1 + R_{нi} h_{22}}, \tag{1}$$

где  $R_{нi}$  – эквивалентное сопротивление нагрузки в цепи стока  $i$ -го транзистора,  $h_{22}$  – выходная проводимость транзистора.

Предельные значения  $K_{сн}$  могут быть получены в структуре классического дифференциального каскада (рис. 3, а) при введении дополнительных следящих обратных связей (рис. 3, б). В этом случае

$$K_{сн1} = -\frac{R_{н1} S_1}{1 + R_i (S_1 + S_2)}, \tag{2}$$

$$K_{сн2} = -\frac{R_{н2} S_2}{1 + R_i (S_1 + S_2)}, \tag{3}$$

где  $S_3, R_{i3}$  – крутизна и дифференциальное сопротивление транзистора  $V_3$ .

Таким образом, увеличением масштабного коэффициента передачи дополнительного неинвертирующего усилителя ( $K_{п}$ ) можно добиться требуемого ослабления синфазного сигнала в каждом канале парафазного синхронного фильтра (рис. 2)..

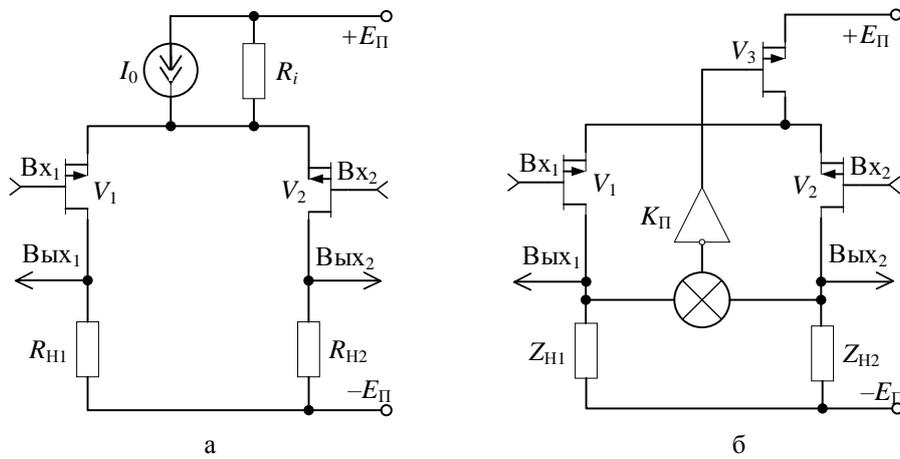


Рис. 3. Структурная схема классического дифференциального каскада (а) и дифференциального каскада с компенсирующими напряжением синфазного сигнала  $U_{сн}$  обратными связями (б)

Важнейшим дополнительным свойством СФ является возможность создания частотного канала связи с линейной фазочастотной характеристикой (ФЧХ), что существенно увеличивает его производительность (скорость передачи дискретной информации). В этом случае каналные ФНЧ СФ должны иметь специальное расположение своих полюсов, соответствующие фильтру Гаусса [7]. Применительно к рассматриваемой структуре (рис. 2) эта задача требует новых схемотехнических решений, учитывающих ограничения на реализуемые затухания и требование масштабной перестройки (подстройки) граничной частоты ФНЧ при сохранении низкой параметрической чувствительности [5]. Решение такой задачи осуществляется методами структурной оптимизации [8] и показывает, что при использовании  $RC$ -цепей в качестве симметричных динамических нагрузок в структуре дифференциального каскада может быть реализован ФНЧ 4-го порядка (рис. 4). В этом случае можно обеспечить не только линейность ФЧХ, но и реализовать режим масштабной перестройки граничной частоты фильтра.

Отличительной особенностью предлагаемой схемы являются компенсирующие обратные связи ( $V_7, V_9, V_{11}, V_{13}, V_{15}$ ) и ( $V_8, V_{10}, V_{12}, V_{14}, V_{16}$ ) обеспечивающие структурную реализацию условия (4) при любой крутизне ( $S_i$ ) МОП транзисторов. Именно это свойство позволяет обеспечить масштабную перестройку ФНЧ при сохранении форм АЧХ и ФЧХ. Кроме этого возможность независимого выбора основных параметров полюсов передаточных функций позволяет использовать аппроксимирующие функции с линейной ФЧХ [7]. В этом случае необходимо выполнить следующие параметрические условия

$$d_{p1} = \sqrt{\frac{C_1}{C_3}} + \sqrt{\frac{C_3}{C_1}} = 2, \quad d_{p2} = \sqrt{\frac{C_5}{C_7}} = 1, \quad (4)$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_1 C_2}{S_3 S_5}}} = 3.023, \quad \omega_{p2} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_5 C_7}{S_5 S_7}}} = 3.389. \quad (5)$$

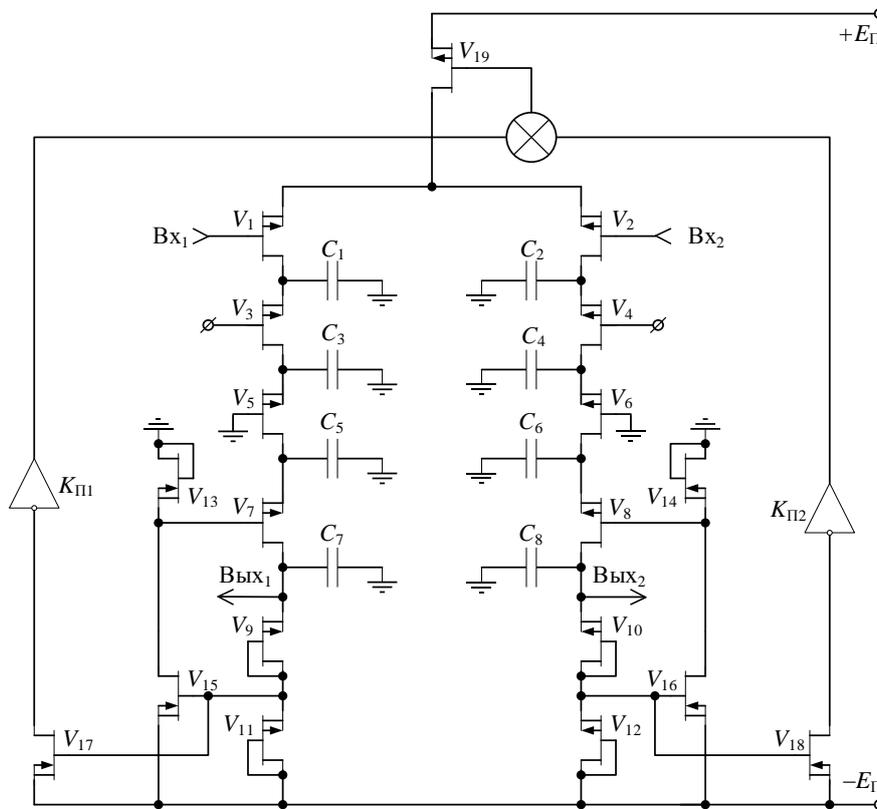


Рис. 4. Принципиальная схема ФНЧ 4-го порядка с компенсирующими  $U_{сн}$  обратными связями

Следует отметить, что структура ФНЧ с компенсирующими  $U_{сн}$  обратными связями обладает значительным структурным и параметрическим ресурсом. Повышение коэффициента ослабления синфазного напряжения возможно за счет увеличения глубины компенсирующей обратной связи. Это реализовано включением в обратные связи усилителей напряжения  $K_{П1}$  и  $K_{П2}$ . Структурная оптимизация коэффициента передачи синфазного сигнала позволяет также уменьшить требования к параметрам пассивных и активных элементов. Как показано в [6] цепи компенсации синфазного сигнала не влияют на коэффициент передачи дифференциального сигнала, АЧХ и ФЧХ СФ.

**Результаты моделирования принципиальной схемы фильтра.** На основе предложенных выше принципов реализации ограничителя спектра и схемотехнических решений разработана на КМОП компонентах техпроцесса SGB25VD [9] принципиальная схема фильтра 4-го порядка и выполнено ее моделирование в среде Cadence Virtuoso. Результаты моделирования представлены в табл. 1, 2.

Таблица 1

Результаты моделирования схемы без обратной связи

$I_0$ , мкА	$f_{гр}$ , МГц	$K_{дл}$ , дБ	$K_{сн}$ , дБ	$f_{гр сн}$ , МГц	$\Delta\varphi$ , °
50	18,15	-3,84	-70,02	57,77	1,3
100	15,48	-4,16	-67,57	36,45	2,5
200	16,99	-5,25	-59,86	18,81	2,4

Таблица 2

**Результаты моделирования схемы с компенсирующими  $U_{сн}$  обратными связями**

$I_0$ , мкА	$f_{гр}$ , МГц	$K_{д}$ , дБ	$K_{сн}$ , дБ	$f_{гр\ сн}$ , МГц	$\Delta\varphi$ , °
50	8,765	-3,80	-68,25	28,67	0,49
100	12,61	-3,83	-69,28	42,61	0,45
200	16,36	-4,11	-67,27	71,18	0,65

*Примечание:*  $I_0$  – ток управления масштабной перестройкой фильтра,  $f_{гр}$  – граничная частота коэффициента передачи дифференциального напряжения,  $K_{д}$  – коэффициент передачи дифференциального напряжения,  $K_{сн}$  – коэффициент передачи синфазного напряжения,  $f_{гр\ сн}$  – граничная частота коэффициента передачи синфазного напряжения,  $\Delta\varphi$  – отклонение ФЧХ от линейного закона в полосе пропускания.

**Заключение.** Отличительной особенностью предложенного ФНЧ является более низкая параметрическая чувствительность схемы (соотношения (4), (5)) и, следовательно, требования к идентичности емкостных элементов. Параметры фильтра обеспечивают относительно высокую линейность ФЧХ ( $\Delta\varphi$  не превышает  $0,6^\circ$ ) полосового синхронного фильтра и обеспечивают возможность как масштабной, так и полосовой перестройки фильтра. Следует отметить, что распределение полюсов этого фильтра хотя и не соответствует оптимальному фильтру Гаусса [7], но достаточно близко к его показателям. Однако, с учетом реально существующих технологических погрешностей отклонение ФЧХ от линейного закона оказывается меньше аналогичного показателя фильтра Гаусса [7]. Кроме того, в отличие от традиционных схемотехнических решений на базе лестничных структур [5] предложенный фильтр не имеет "всплесков" коэффициента передачи в диапазоне рабочих частот и, следовательно, характеризуется при низкой (единичной) параметрической чувствительности более широким динамическим диапазоном при фиксированной шине питания. Как следует из соотношений (2), (3) уменьшение коэффициента передачи синфазного сигнала АП создает дополнительные функциональные степени свободы в СФ, которые могут использоваться для исключения дополнительных парафазных каскадов согласования.

Полученные в работе результаты дополняют исследования [2]–[4] в области схемотехнического проектирования прецизионных СВЧ устройств, которые путем их схемотехнической интеграции в рамках конкретных технологий позволяют реализовать новый класс сложнофункциональных блоков.

СФ полностью реализован в КМОП-базисе в рамках техпроцесса SGB25VD, который по данным института инновационной электроники (ИНР, Германия) является наиболее дешевым из полной номенклатуры SiGe-технологий и представляет собой развитие традиционной КМОП-технологии [9].

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. <http://www.phazotron.com/military.suvo.html>.
2. Крутинский С.Г., Старченко Е.И., Гавлицкий А.И., Ионов П.Л. Аналоговые перемножители напряжения на биполярных и полевых транзисторах // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2008. Сборник научных трудов / Под общ. ред. А.Л. Стемпковского. – М.: ИПИМ РАН, 2008. – С. 307-312.
3. Крутинский С.Г., Старченко Е.И., Гавлицкий А.И., Репин В.В. Квадратурные демодуляторы СВЧ-диапазона. Опыт практической разработки // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2008: Сборник научных трудов / Под общ. ред. А.Л. Стемпковского. – М.: ИПИМ РАН, 2008. – С. 318-323.

4. Крутччинский С.Г., Старченко Е.И., Гавлицкий А.И., Малышев И.В. Квадратурные модуляторы для технологического процесса SGB25VD. Опыт практической разработки // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем – 2008. Сборник научных трудов / Под общ. ред. А.Л. Стемповского. – М.: ИППМ РАН, 2008. – С. 313-317.
5. Христич В.В. Синтез активных фильтров с низкой параметрической чувствительностью. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1999. – 186 с.
6. Крутччинский С.Г., Титов А.Е., Цыбин М.С. Входные каскады дифференциальных и мультидифференциальных операционных усилителей с высоким ослаблением синфазного напряжения // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем – 2010: Сборник трудов / Под общ. ред. академика А.Л. Стемповского. – М.: ИППМ РАН, 2010. – С. 537-542.
7. Справочник по расчету и проектированию ARC-схем / Под ред. А.А. Ланнэ. – М.: Радио и связь, 1984.
8. Крутччинский С.Г., Структурный синтез в аналоговой микросхемотехнике. – Шахты: ЮРГУЭС, 2010. – 260 с.
9. [www.ihp-microelectronics.com](http://www.ihp-microelectronics.com).

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

**Свизев Виктор Альбертович** – Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Южный федеральный университет»; e-mail: [pfdp@mail.ru](mailto:pfdp@mail.ru); 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский 44; тел.: 89045082271; кафедра систем автоматического управления; магистрант.

**Svizev Victor Albertovich** – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”; e-mail: [pfdp@mail.ru](mailto:pfdp@mail.ru); 44, Nekrasovsky Taganrog, 347928, Russia; phone: +79045082271; the department of automatic control systems; magistrand.

УДК 621.375

**А.И. Серебряков, Н.Н. Прокопенко, Н.В. Бутырлагин**

### **ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ И МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ В ЭЛЕМЕНТНОМ БАЗИСЕ РАДИАЦИОННО-СТОЙКОГО ТЕХПРОЦЕССА АБМК\_1.5\***

*Статья посвящена обобщению и дальнейшему развитию схемотехники операционных усилителей (ОУ) на основе радиационно-стойкого техпроцесса аналогового базового матричного кристалла АБМК\_1.5 (ОАО «Интеграл», г. Минск, Белоруссия). Рассматриваются архитектуры ОУ, которые реализуются на основе ВЛТ-JFET-транзисторов и несимметричных дифференциальных каскадов без источников опорного тока (НДК). Самостоятельно схемы НДК не обеспечивают эффективную компенсацию напряжения смещения нуля ( $E_{см}$ ) и его дрейфа ( $e_{см}$ ). Показано что, если НДК имеет повышенную, но достаточно стабильную величину  $E_{см}$ , то устранить этот недостаток можно структурными методами. Получены условия минимизации дрейфа напряжения смещения нуля  $e_{см}$  ОУ, обусловленного влиянием температуры и радиации. Исследуется нестабильность нулевого уровня пяти модификаций ОУ с учетом влияния их вспомогательных функциональных узлов (токовых зеркал). Предлагаемые схемотехнические решения ориентированы на использование в качестве IP-модулей микроэлектронных «систем в корпусе» устройств автоматики и вычислительной техники.*

*Мультидифференциальный операционный усилитель; несимметричный дифференциальный каскад; напряжение смещения нуля; «система в корпусе».*

\* Подготовлено в рамках Госзадания № 2014/38-2014 г. Минобрнауки РФ.