СОВРЕМЕННАЯ МИКРОСХЕМОТЕХНИКА И КОНКУРЕНТОСПОСОБНОСТЬ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ АНАЛОГОВЫХ ИС И СМЕШАННЫХ СФ-БЛОКОВ

СЕРГЕЙ КРУТЧИНСКИЙ, научн. руководитель МНТЦ «МикАн», проф. кафедры САУ Таганрогского технологического института ЮФУ

Обсуждаются основные положения аналитического доклада автора на научно-технической конференции МЭС'08, посвященного возможности создания на базе технологического процесса SGB25VB конкурентоспособных СФ-блоков смешанных СнК ВЧ- и СВЧ-диапазонов.

ВВЕДЕНИЕ

История развития микроэлектроники показывает, что многие технологические новации позволяют получить важные для потребителей свойства изделий только после пересмотра или, по крайней мере, глубокой модернизации схемотехнических принципов построения широкого класса функциональных устройств. Достаточно обратить внимание на принцип собственной компенсации влияния паразитных емкостей полупроводниковых компонентов на характеристики и параметры аналоговых схем (усилителей, фильтров, корректоров и т.п.) [1]. За прошедшие годы он получил мощное развитие и для многих важных задач синтеза структур и принципиальных схем доведен до уровня функционально-топологических правил и рекомендаций [2], [3]. Он же использован в целом ряде практических разработок ИС, позволившим отечественным предприятиям на базе микронной технологии обеспечить вполне конкурентоспособные параметры своей продукции. Ряд зарубежных лидеров в секторе аналоговой электроники использует собственную компенсацию в изделиях для субмикронной и даже глубокой субмикронной технологии [4]. Подобных примеров, демонстрирующих возможность минимизации или компенсации влияния паразитных параметров компонентов на основные характеристики ИС, можно привести достаточно много. Их место в современной аналоговой микросхемотехнике рассмотрено в [5].

Можно утверждать, что роль указанных принципов в современных смешанных системах на кристалле (СнК) будет только возрастать, несмотря на любые успехи в технологических нормах производства СБИС. В [6] отмечено, что начиная с уровня 0,35 мкм качественные показатели аналоговых компонентов резко ухудшаются и оказывается невозможным создание аналогово-цифровых интерфейсов и устройств сопряжения с приемлемым для практики динамическим диапазоном. Широкополосность аналоговых устройств будет определять многие качественные показатели современных СнК, поэтому даже в среднесрочной перспективе эти БИС будут реализованы в виде систем на подложке или в корпусе (SoP, SiP). Этот вывод подтверждается анализом новых проектов признанных лидеров — Texas Instruments и Intel. В настоящем контексте необходимо отметить и надежность таких модулей, которая непосредственно определится величиной, обратной граничной частоте фликкер-шума [7] и, следовательно, потенциально уменьшается с ужесточением технологических норм. В этой связи можно предположить, что при правильном развитии технологий SoP и SiP, когда цифровые и аналоговые блоки реализованы по разным технологиям, надежность конечных изделий сохранится на высоком уровне.

С учетом предварительных замечаний технологический процесс SGB25VD как базовый вариант кремниево-германиевой (SiGe) технологии имеет явные преимущества для создания полностью отечественных изделий как ВЧ-, так и СВЧ-диапазонов. Кроме этого, косвенные данные, подтверждаемые рядом экспериментов, показывают, что биполярные транзисторы в рамках этой технологии сохраняют приемлемые характеристики и параметры при уровне радиационной дозы до 200 крад. Однако для устойчивой конкурентоспособности ИС и БИС необходимо не только в полной мере использовать эти преимущества, но и минимизировать или, по крайней мере, уменьшить влияние тех недостатков, которые диктуются технологическими нормами производства соответствующих полупроводниковых компонентов. С этих позиций в данной работе рассматриваются задачи аналоговой микросхемотехники и обсуждаются способы их решения.

ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КОМПОНЕНТОВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА SGB25VD

По данным института инновационной электроники (IHP, Германия) [8], техпроцесс SGB25VD является наиболее дешевым из полной номенклатуры SiGe-технологий и представляет собой глубокое развитие традиционной КМОП-технологии. Эта особенность является важной для реализации не только цифро-аналоговых и аналого-цифровых БИС, но и смешанных СнК. В таблицах 1 и 2 приведена краткая характеристика существующей компонентной базы кремниево-германиевой технологии для различных процессов. Номенклатура этой базы показывает, что даже в варианте SGB25VD можно реализовать широкую гамму твердотельных ИС как с фиксированными, так и с управляемыми параметрами. Однако основные качественные показатели этих изделий непосредственно определяются, в первую очередь, диапазоном рабочих частот чисто аналоговых узлов и устройств, являющихся их составной частью.

С этих позиций интегральной оценкой любого транзистора является граничная частота f_T, которая при рациональной схемотехнике определяет площадь усиления любого усилителя или операционного преобразователя. Как видно из оценочного соотношения,

$$\dot{K}(jf) = \frac{K_0}{1 + jfK_0/f_T}. \qquad (1)$$

Этот параметр при реализации коэффициента усиления K_0 определяет ресурс любого каскада или усилителя.

Именно по этому показателю технологический процесс SGB25VD уступает вариантам SGB25H. Кроме того, процесс SGB25H2 позволяет реализовать относительно высокочастотные транзисторы p-n-p, что в конечном итоге существенно расширяет схемотехнические возможности изделий любого функционального назначения. Однако более высокие уровни предельных постоянных напряжений между коллектором и эмиттером (BVceo) в технологическом процессе SGB25VD являются часто его важным преимуществом, определяющим шаги схемотехнического характера.

Режимная зависимость f_T для биполярного транзистора n-p-n с гетеропереходом и полевого n-МОП-транзистора показана на рисунках 1 и 2 соответственно.

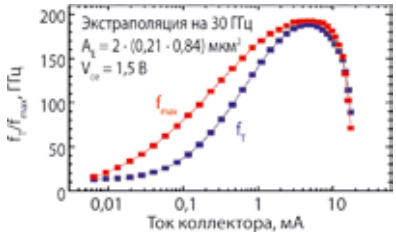

Рис. 1. **Частотные характеристики биполярного транзистора**

Сопоставление показывает, что биполярная аналоговая схемотехника характеризуется потенциально более высокочастотными свойствами при относительно небольших потребляемых токах, при этом в микрорежимах доминирующим фактором, как видно из соотношения (2), является влияние проходной и выходной паразитной емкости транзистора:

$$\frac{1}{2\pi f_T} = \tau_E + \frac{W_B^2}{2D_{nB}} + \frac{W_{BC}}{2\upsilon_{sat}} + \frac{kT}{qI_c}(C_{BE} + C_{BC}) + C_{BC}(R_E + R_C). \quad (2)$$

Именно поэтому схемотехника аналоговых устройств с собственной компенсацией [9] может оказаться решающей для обеспечения высоких качественных показателей в этом секторе микросистем. Важным позитивным свойством такого биполярного транзистора является тонкая высоколегированная база, что, в конечном счете, обеспечивает низкое сопротивление этой области, время перехода и более низкое значение граничной частоты фликкер-шума.

В этой связи завершенный в конце 2007 г. в IHP проект дальнейшей модернизации технологического процесса SGB25VD, направленный на реализацию биполярного транзистора p-n-p-типа, при его внедрении может существенно повысить привлекательность этой технологии для широкого класса инженерных задач. В таблице 3 сопоставляются его параметры с аналогами из других технологических процессов. Характер режимной зависимости f_T (см. рис. 3) показывает, что несмотря ни на что, его частотные свойства уступают транзистору n-p-n-типа, создание динамических нагрузок и цепей компенсации в линейных усилителях предпочтительно осуществлять в строго биполярных структурах.

Таким образом, для увеличения диапазона рабочих частей аналоговых устройств в качестве базовых активных компонентов целесообразно использовать биполярные n-p-n транзисторы с гетеропереходом с рабочими токами эмиттера до 10 мА, а полевые транзисторы применять только во вспомогательных узлах (динамические нагрузки, источники тока и т.п.). Как видно из рис. 1 и соотношения (2), в этом случае «электрическая длина» любого функционального преобразователя не имеет доминирующей составляющей, поэтому введение компенсирующих паразитные емкости транзистора обратных связей может существенно уменьшить запас устойчивости по фазе и исключить в перспективе применение общих функциональных обратных связей. Последнее не исключает использование собственной компенсации на уровне отдельных функциональных узлов.

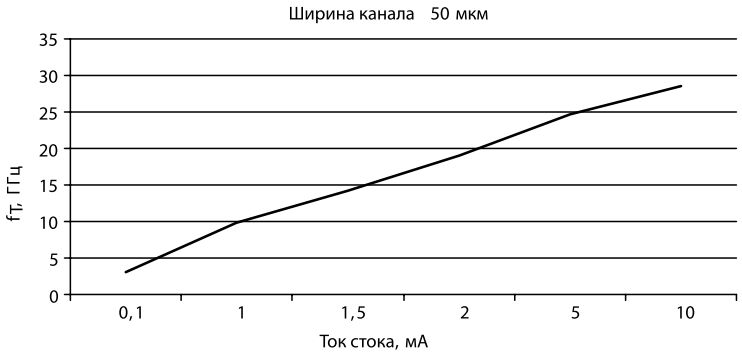

Рис. 2. **Частотные характеристики полевого транзистора**

Табл. 1. **Компоненты кремниево-германиевой технологии**

Техпроцесс / Комп.	SG25H			SGB25VD
	H1	H2	H3	
Цифровой КМОП	Доступны			
Аналог. КМОП	Доступны			
Биполярный транзистор с гетеропереходом f_T/BV_{CE0}	190 ГГц/1,9 В	npn: 170 ГГц/1,9 В pnp: 90 ГГц/2,8 В	120 ГГц/2,3В 45 ГГц/5В 25 ГГц/7В	80 ГГц/2,4 В 50 ГГц/4,2 В 30 ГГц/7 В
LDMOS f_T/BV_{DS}				n: 19 ГГц/26 В p: 11 ГГц/13 В
Пассивные элементы	МОП-варакторы, поликремниевые резисторы, МДМ-емкости, индуктивности			

Табл. 2. **Основные параметры пассивных компонентов кремниево-германиевой технологии**

Элемент	Параметры
MIM-конденсатор	Удельная емкость $C_y = 1$ фФ/мкм²; Диапазон напряжений: –10...10 В (14 ppm/В, 1,6 ppm/В²).
МОП-варикап	Коэффициент перекрытия — 3,2 : 1; Добротность (5 ГГц) — 75...25
Варикап p^+n	Коэффициент перекрытия — 1,7 : 1, Добротность (5 ГГц) — 35...20
Диод Шоттки	Граничная частота — 180 ГГц
Проходная индуктивность	Номинальный диапазон — 1...1,5 нГн; добротность — 6 (15 нГн, 2,4 ГГц)...16 (1 нГн, 5,8 ГГц)

ПРИНЦИП СОБСТВЕННОЙ И ВЗАИМНОЙ КОМПЕНСАЦИИ НА КОМПОНЕНТНОМ УРОВНЕ

Современные узлы и устройства, осуществляющие аналоговое преобразование непрерывных сигналов, характеризуются схемотехническими решениями с доминирующими полупроводниковыми компонентами. Степень влияния паразитных параметров этих компонентов и, в первую очередь, транзисторов определяет диапазон рабочих частот СФ-блоков и системы в целом. Для уменьшения влияния проходной емкости транзистора и емкости «на подложку» в [3], [9] предложен прошедший апробацию при решении ряда практических задач принцип собственной и взаимной компенсации их влияния на граничную частоту линейных усилителей, когда в структуре постоянной времени целенаправленно за счет дополнительных (компенсирующих) контуров обратной связи воспроизводятся сомножители или слагаемые:

$$\frac{K_0}{2\pi f_T} = \tau_b \approx R_Э C_П (1 - K_П), \quad (3)$$

где $K_П$ — глубина компенсирующего контура обратной связи, $C_П$ — паразит-

ная емкость транзистора или дополнительно введенная в схему.

Несмотря на идентичность приведенных соотношений, принцип действия и свойства схем оказываются различными. В первом случае реализацией $K_п = 1$ влияние $C_п$ устраняется при любом требуемом коэффициенте усиления и минимальной параметрической чувствительности граничной частоты к паразитным параметрам. В случае взаимной компенсации за счет аддитивности влияния $C_п$ не только необходима реализация условия $K_п > 1$, но и приходится считаться с увеличением параметрической чувствительности граничной частоты к паразитным параметрам активных компонентов.

В [8] показано, что собственная компенсация проходной емкости транзистора является не только достаточной, но структурно единственной, а создание соответствующих принципиальных схем осуществляется по относительно простым алгоритмам и правилам. Для компенсации влияния емкости на подложку в общем случае применима только взаимная компенсация, причем функции дополнительной емкости может выполнять и проходная емкость одного из транзисторов с контуром собственной компенсации при выполнении параметрического условия $K_п > 1$. При условии, что емкость на «подложку» является барьерной изолирующего перехода или подложка имеет дополнительный слой, этот принцип собственной компенсации распространяется на все типы паразитных емкостей, поэтому расширение диапазона рабочих частот не сопровождается увеличением параметрической чувствительности. Однако высокая идентичность полупроводниковых компонентов, характерная для данной технологии, во многих случаях позволяет использовать совместно как собственную, так и взаимную компенсацию. В конечном итоге все определяется конкретной задачей и общими целями проекта.

В этой связи уместно отметить одну из важных проблем создания как СФ-блоков, так и СнК в целом. При разработке целого класса функционально завершенных БИС типа широкодиапазонных модуляторов и демодуляторов возникает задача существенного (в разы) уменьшения потребляемого тока. Как видно из рисунков 1 и 2, это сопровождается заметным сокращением предельного диапазона частот или достижимого коэффициента усиления. Более детальное изучение соотношения (2) показывает, что в этом случае доминирующими факторами остаются проходная емкость и емкость нагрузки. В качестве примера, демонстрирующего эффективность обсуждаемого принципа, на рисунке 4 приведена схема простейшего усилительного каскада с динамической нагрузкой на полевом транзисторе V2.

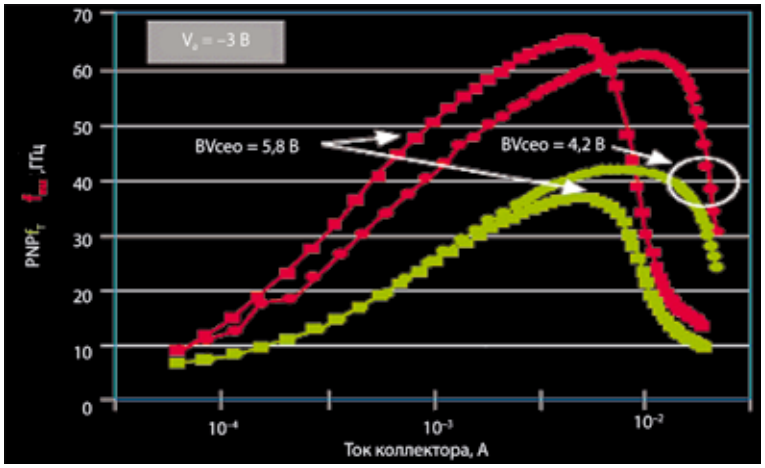

Рис. 3. **Частотные свойства p-n-p транзистора**

Анализ полученных результатов (моделирование в среде Cadence) при рабочем токе транзистора ~1,4 мА показывает, что компенсирующий контур, образованный полевым транзистором V4, в 1,5 раза увеличивает граничную частоту (f_r) полосы пропускания схемы. При этом ее предельная величина ограничивается полосой пропускания истокового повторителя (сток V5). Как видно из рис. 1 и 2, полученная в схеме рисунка 4б параметрическая степень свободы может также использоваться при фиксированной f_r = 572 МГц для уменьшения общего потребляемого тока. Решение такой задачи позволяет практически в 1,5 раза уменьшить потребляемую усилительным каскадом мощность, при этом доминирующим фактором остаются параметры полевого транзистора V4. Именно поэтому с высокой достоверностью можно предположить, что внедрение в использованный технологический процесс транзистора p-n-p-типа (см. табл. 3) существенно повысит эффективность метода и, следовательно, технологии в целом.

Схемотехнической особенностью цепей собственной компенсации является увеличение порядка передаточной функции проектируемого устройства, поэтому их применение в усилителях, ориентированных на создание функциональных устройств с обратными связями, уменьшает запас устойчивости по фазе (ЗФ) и снижает общую эффективность метода. В таблице 4 приведено сопоста-

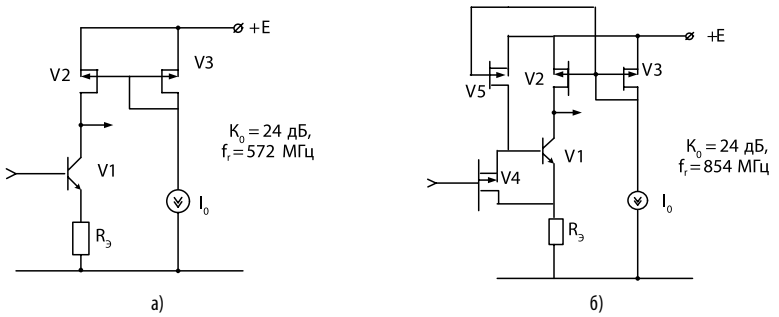

Рис. 4. **Расширение диапазона рабочих частот каскада** (а) **дополнительным контуром собственной компенсации** (б)

Табл. 3. **p-n-p-транзистор в структуре технологического процесса SGB25VD**

Параметр f_T/f_{max}, ГГц, BV_{ceo}, В / Фирма, техпроцесс	IHP, проект		IHP, SGB25H2	TI, BCTV03	IBM, SiRF07	Jazz Semi (Homepage)
Высоковольтные npn- f_T/f_{max}/BVceo	40/80/5+63/95/3,5		—	27/90/6	29/51/6 + 45/73/4,5	38/150/6 + 78/190/3,5
Низковольтные npn- f_T/f_{max}/BVceo	120/110/2,1 32/35/4,4	150/160/2,2 38/70/5,8 или 43/65/4,2	170/170/1,9 90/120/2,5	27/60/6	60/85/3,3 28/26/6	155/200/2,2 17/f_{max} недост./7

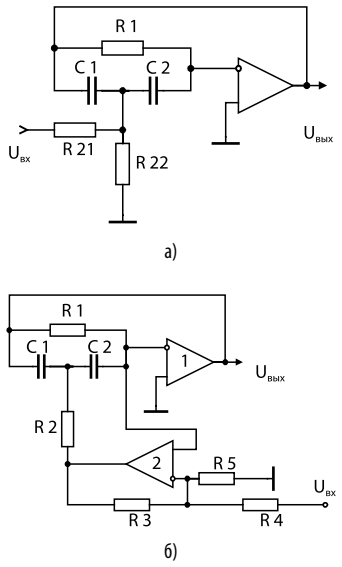

Рис. 5. **Расширение диапазона рабочих частот (максимизация f_pQ) в звене полосового фильтра** (а) **контуром собственной компенсации** (б)

вительное исследование простейшего операционного усилителя (техпроцесс SGB25VD) с целью взаимной компенсации влияния паразитных емкостей n-p-n-транзисторов. Достижимый уровень компенсации определялся необходимым ЗФ, именно поэтому расширение диапазона рабочих частот (частоты единичного усиления) и составило 8%.

Настоящие выводы и полученные результаты показывают целесообразность применения собственной и взаимной компенсации на функциональном уровне [2], когда структурно и параметрически минимизируется влияние частоты единичного усиления — интегрального эффекта влияния паразитных параметров активных компонентов.

СОБСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ НА ФУНКЦИОНАЛЬНОМ УРОВНЕ

Основное назначение обратной связи в аналоговой электронике на функциональном уровне связано с переданием устройству определенных свойств — компенсация потерь в пассивных частотозадающих цепях в активных RC-фильтрах и корректорах, предельное ослабление синфазного напряжения, прецизионное усиление дифференциального сигнала в инструментальных усилителях и т.д. Именно в таких устройствах частота единичного усиления базовых активных элементов (усилителей и преобразователей) в основном и определяет предельный диапазон рабочих частот СФ-блоков.

Как отмечалось выше, схемотехническое проектирование устройств с максимально возможным или расширенным частотным диапазоном требует функционально-ориентированных методик и правил топологического преобразования. Такие методики либо уже разработаны, либо при необходимости могут быть созданы. Частично эта проблема обсуждалась автором и его коллегами на МЭС'08 и опубликована в соответствующих трудах [10]. Для пояснения содержательной стороны метода рассмотрим его применение для создания параметрически низкочувствительной схемы избирательного усилителя (полосового фильтра второго порядка).

Из теории устройств с частотозадающей RC-цепью хорошо известно, что без цепей собственной (активной) компенсации частота единичного усиления усилителя должна удовлетворять неравенству

$$f_1 >> f_pQ, \qquad (4)$$

где f_p, Q — частота и добротность полюса звена второго порядка, соответственно.

Произведение этих параметров в конечном итоге определяет достижимую частоту настройки полосового фильтра, а степень неравенства — качество схемотехнического решения. На рисунке 5 приведена принципиальная схема низкочувствительного звена, у которого при оптимальном соотношении C1 = C2 относительные изменения параметров полюса (d_p = 1/Q) определятся следующим соотношением:

$$f_p = -(Q + \frac{1`}{2Q})\frac{f_p}{f_1}, \delta d_p = -(Q + \frac{1}{2Q})\frac{f_p}{f_1}. \qquad (5)$$

Таким образом, нестрогое выполнение неравенства не только приводит к сильной зависимости частоты полюса и добротности от частоты единичного усиления ОУ, но и вызывает самовозбуждение схемы при любых «предискажениях» параметрами RC-цепи.

При введении специального контура компенсирующей обратной связи (см. рис. 5) структура влияния частоты единичного усиления ОУ1 (f_{11}) и ОУ2 (f_{12}) принципиально изменяется

$$\delta d_p = \delta f_p = \frac{f_p}{f_{11}}(Q(1-\alpha) + \frac{1}{2Q}) - \frac{f_p}{f_{11}}\frac{\alpha}{2} \qquad (6)$$

Табл. 4. **Сравнительная характеристика параметров ОУ при введении компенсирующих цепей** ($E_п$ = ±2 В, $R_н$ = 50 Ом)

Наименование параметра	Ед. изм.	Значение параметра, °C			Дополнительные условия измерения параметров ОУ
		–40	27	85	
$K_у$	дБ	32,4	31	30	test1_oa
$U_{см}$	мВ	–0,8	0,2	3,3	$K_{у.ос}$ = 1, test1_oa
$I_{вх}$	мкА	13,4	14,4	18,2	test1_oa
$I_п$	мА	10	10,4	10,7	
$U_{вых.max}(+)$	В	—	0,8	—	$R_н$ = 50 КОм, $K_{у.ос}$ = 11, test2_oa
$U_{вых.min}(–)$			–1,2		
$I_{вых.max}$	мА		5		$R_н$ = 10 Ом, $K_{у.ос}$ = 11, test2_oa
$U_{вх.сф.max}$	В		1,17		$R_н$ = 50 Ом, test3_oa
$U_{вх.сф.min}$			–0,7		
$K_{ос.сф}$	дБ		48,8		
$f_{ср\ без\ компенс.}$	ГГц	19,6	16,2	13,7	$C_н$ = 30 фФ, test1_oa
$f_{ср\ с\ компенс.}$		21,1	17,6	15	
ЗФ без компенс.	Градус	53	56,3	59,2	
ЗФ с компенс.		44	47,7	50,9	
$Vu^{(+)}$ без компенс.	кВ/мкс	7,48	7,23	6,92	$U_{вх}$ = 250 мВ, $C_н$ = 30 фФ, $K_{у.ос}$ = 1, test1_oa
$Vu^{(+)}$		7,07	6,87	6,6	$U_{вх}$ = 250 мВ, $K_{у.ос}$ = 1, $C_н$ = 30 фФ, test1_oa
$Vu^{(–)}$ без компенс.		4,63	4,54	4,36	$U_{вх}$ = 250 мВ, $C_н$ = 30 фФ, $K_{у.ос}$ = 1, test1_oa
$Vu^{(–)}$ с компенс.		4,62	4,51	4,33	$U_{вх}$ = 250 мВ, $K_{у.ос}$ = 1, $C_н$ = 30 фФ, test1_oa

и при выполнении одного из параметрических условий

$$\alpha = \frac{1+\frac{1}{2Q^2}}{1-\frac{f_{11}}{2Q^2 f_{12}}} = 1+\frac{R_3}{R_4}+\frac{R_3}{R_5} \qquad (7)$$

$$\alpha_2 = 1+\frac{1}{2Q^2}\left(1+\frac{f_{11}}{f_{12}}\right) \qquad (8)$$

наблюдается полная собственная и частично взаимная компенсация влияния ОУ на f_p и Q. При этом, несмотря на необходимость использования ОУ2, собственный шум схемы, вызванный влиянием этих активных элементов, остается без изменения. Результаты моделирования схемы фильтра приведены в таблице 5.

Несмотря на низкое влияние частотных свойств ОУ на добротность фильтра и его частоту настройки, f_pQ = 3,4 ГГц и только в 2,5 раза меньше f_1. Отметим, что аналогичный фильтр, созданный в компании IHP по традиционной схемотехнике звеньев, потребовал применения более дорогостоящей технологии SGB25H2 и состоит из трех ОУ, каждый из которых потребляет ток 15 мА.

Таким образом, компенсирующая обратная связь позволяет за счет существенного увеличения произведения f_pQ решить две основные для обсуждаемой технологии задачи — расширение диапазона рабочих частот (частоты полюса) и уменьшения потребляемой мощности. В контексте этого вывода необходимо отметить следующее. В результате синтеза структур с собственной компенсацией полученное схемотехническое решение является пусть и основным, но только первым шагом к созданию принципиальной схемы устройства. Необходимо детально проанализировать все составляющие погрешности параметров, выделить их недоминирующие части и составить область возможных компромиссов — компонентный расход, потребляемый ток и деформация основных контролируемых параметров. Именно такой предварительный анализ позволит выработать детальные требования к активным элементам (например, усилителям), схемотехника которых и обеспечивает рациональное решение общей задачи. Так, в рассматриваемом примере, как видно из (6), при α = 1 (повторитель напряжения) относительные изменения f_p и Q обратно пропорциональны реализуемой добротности, поэтому ОУ2 можно заменить на повторитель напряжения, обеспечив при этом в его структуре возможность подключения источника входного сигнала.

Табл. 5. **Избирательный усилитель с собственной компенсацией влияния частоты единичного усиления ***

Основные параметры ОУ					Параметры избирательного усилителя (полосового фильтра)			
f_1, ГГц	K, дБ	υ, кВ/мкс	I_0, мА	E_0, В	f_p, ГГц	Q	K_0	$U_{вых}$, мВ
8,4	56	3	10	±2,0	1,7 (±0,6%)	2 (±7%)	2 (±2,5%)	230

* *Примечание:* приведенная в таблице погрешность (результаты моделирования в среде Cadence) определена в сравнении с ожидаемыми расчетными значениями.

ВЫВОДЫ И ЗАМЕЧАНИЯ

Основной вывод подтверждает базовые положения аналоговой схемотехники ВЧ- и СВЧ-диапазонов о целесообразности минимизации числа обратных связей и их глубины в различных функциональных устройствах. Однако эти меры едва ли могут эффективно использоваться в СФ-блоках СнК. Геометрические размеры индуктивностей и недостаточная величина их добротности в рамках конкретного технологического процесса не позволяют создавать относительно высококачественные твердотельные устройства частотной селекции без обратных связей. Их разумное сочетание в концепции «местная обратная связь» узла или устройства, очевидно, могут обеспечить ожидаемый результат.

Так, для фильтров и корректоров таким структурным компромиссом является каскадная реализация звеньев не выше второго порядка. Принцип каскадирования обеспечивает хорошие результаты и в усилителях, когда местная обратная связь в отдельных секциях придает конечному устройству необходимые свойства — требуемые входные и выходные импедансы, максимальный диапазон рабочих частот и т.д. Такой подход хорошо себя зарекомендовал при разработке и нелинейных СФ-блоков (например, квадратурных модуляторов и демодуляторов [10]).

Важным шагом к созданию СВЧ СФ-блоков является также разработка и включение в Design Kit многополюсников с взаимоиндуктивными связями. Функциональное многообразие таких узлов позволяют расширить возможности схемотехнической реализации важных для СФ-блоков устройств. К аналогичной проблеме можно отнести и разработку цифро-аналоговых управителей — высокодобротных емкостей и проводимостей, обеспечивающих построение широкого класса устройств с программируемыми параметрами, без которых реализация перспективных архитектур СнК невозможна.

Однако интегральный показатель качества базовых преобразователей и активных элементов, необходимых для построения СФ-блоков, будет во многом определяться завершением цикла работ по включению в технологический процесс транзисторов p-n-p-типа.

Отмеченные задачи в случае их решения позволяют создать новый класс смешанных СФ-блоков, объединение которых в микроэлектронную систему целесообразно осуществлять по иным (нестандартным) архитектурам, часть из которых в настоящее время уже разработана.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крутчинский С.Г., Гришин С.В. «Расширение частотного диапазона низкочувствительных активных RC-целей». Материалы всесоюзной научной конференции «Проблемы теории чувствительности электронных и электромеханических систем». Москва, 1978.

2. Крутчинский С.Г. Структурно-топологические признаки ARC-схем с собственной компенсацией. Изв. вузов «Радиоэлектроника», Т. 37, №№ 1—2, 1994.

3. Крутчинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. Собственная компенсация в электронных усилителях. Международный научно-технический журнал «Электроника и связь», №20, 2004, с 37—45.

4. Hilton E.B, Duris R.A., Babcock D.W. Parasitic capacitance cancellation circuit. U.S Patent # 5.434.446, 1994.

5. Крутчинский С.Г. «Микросхемотехника сложных аналоговых функциональных блоков систем на кристалле». Сборник материалов МНПС «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники». Шахты, 2005, с. 4—10.

6. Camenzind H. Designing Analog Chips. www.arraydesign.com/ Preliminary Edition December 2004

7. Балим Г.М., Левина М.Г. Неравновесные флуктуации, надежность и стойкость элементов аналоговых микросхем. Сборник материалов МНПС «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники». Шахты, 2003, с. 15—21.

8. www.ihp-microelectronics.com.

9. Крутчинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. «Компенсация паразитных емкостей активных элементов в электронных устройствах». Сборник трудов II ВНТК «Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем» (МЭС-2006), Москва 2006, с. 194—199.

10. Сборник трудов III Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем» (МЭС-2008), Москва, 550 с.