

Температурная стабильность сверхнизковольтного перемножителя сигналов

Павлов Л. Н., Лебедев Д. Ю.

Национальный технический университет Украины “Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского”

E-mail: leonpavl@gmail.com

В работе рассмотрена температурная стабильность сверхнизковольтных перемножителей сигналов, которые составляют основу дискретно-аналоговых программируемых фильтров-корреляторов. Эти корреляторы осуществляют свёртку вектора выборок входного сигнала и последовательности весовых коэффициентов импульсной функции. Эти коэффициенты принимают два значения: +1 или -1. Перемножитель построен на основе МОП-транзистора. Первым сомножителем выступает напряжение выборки сигнала, которое хранится на затворе транзистора, а второй определяется адресом, куда будет направлен ток транзистора, который и составляет результат перемножения. В данном случае весовой коэффициент +1 означает, что ток будет направлен в шину суммирования “положительных” токов, а коэффициент импульсной функции -1 определит подключение тока перемножителя к шине суммирования “отрицательных” токов. Окончательный результат перемножения векторов формируется вычитанием выходных сигналов весовых шин суммирования. Как вариант это может быть преобразование выходных токов в напряжение двумя внешними преобразователями ток-напряжение и образование дифференциального сигнала в виде выходного напряжения. Так как ток МОП-транзистора подвержен температурной зависимости, то этот фактор влияет на точность перемножения. Анализ этой зависимости и возможность её ослабления представлены в данной работе. В частности предложены стратегия линейного и нелинейного приближения к термостабильной точке. Получено аналитическое соотношение для необходимых условий температурной стабилизации. Для стратегии нелинейного приближения предложена схема с нелинейным элементом — биполярным транзистором. Получены экспериментальные результаты улучшения температурной стабилизации для обеих стратегий.

Ключевые слова: перемножитель сигналов; температурная стабильность; интегральные микросхемы корреляторов; векторное перемножение сигналов; отсчёты сигнала

Вступление

Первое направление перемножителей сигналов, построенных как на биполярных транзисторах, так и на МОП-структурах, которое основано на ядре Гильберта, известно уже десятки лет. Принцип работы основан на управлении крутизной транзистора. Достоинство таких перемножителей — глубоко проработанная аналитическая база и многолетний опыт разработки и выпуска серийных образцов, что предопределяет доверие потребителей к этому классу изделий. Переход к сверхнизковольтным вариантам перемножителей сигналов этого направления [1] обнаружил следующие недостатки: высокие требования к частотным свойствам элементной базы и ограничение по уровню напряжения питания и входного сигнала. Изменение режимов работы по напряжению не должно вводить элементы перемножителя в крутую область вольт-амперных характеристик (ВАХ). Предложенные ячейки на инверторах [1] позволили резко снизить общий уровень нелинейных искажений, но высокие требования по быстродействию элементной базы остаются в силе.

Истоки второго направления перемножителей сигналов, которое основано на многозатворных транзисторах, также хорошо известны по схемам модуляции-демодуляции, которые содержали полевые транзисторы с двумя затворами. Современное предложение [2] основано на совмещении особенностей приборов с зарядовой связью (ПЗС) с ячейкой перемножения на структуре со многими затворами. Это достигнуто введением плавающего затвора — атрибута конвольвера на ПЗС. В итоге получена новая ячейка перемножения с широким диапазоном входного сигнала. Но при переходе к сверхнизким напряжениям питания погрешности перемножения неизбежно возрастают.

Третье направление сверхнизковольтных перемножителей сигналов [3] основано на транслинейном принципе, суть которого состоит в компенсации одной нелинейности другой, например, квадратичная зависимость вида x^2 компенсируется зависимостью корень квадратный вида $x^{1/2}$. Оригинальное схемотехническое решение совместно с переходом на более совершенную технологию позволило

снизить размах уровня напряжения питания с трёх до одного вольта. Тем не менее, в цепи напряжения питания ток последовательно протекает по трём МОП-транзисторам, находящимся в пологой области ВАХ. Это говорит о тех же проблемах, что и в предыдущих направлениях: высокие требования по быстродействию элементной базы и решении проблемы по уровню питания не схемотехническими находками, а за счёт снижения порогового напряжения.

Четвёртое направление [4] предлагает переход от ячеек Гильберта к псевдо-дифференциальным ячейкам. Предложенные ячейки совмещают достоинства дифференциальных пар и КМОП-инверторов. Эти перемножители представляют наиболее точный класс интегральных микросхем.

1 Постановка задачи

Выше представлены четыре направления схемотехнического решения аналоговых низковольтных перемножителей сигналов [1–4]. Некоторые из них основаны на биполярных транзисторах с реализацией на ядре Гильберта, некоторые на КМОП-транзисторах на базе того же ядра Гильберта. Новые схемы основаны на плавающем затворе. Есть решения на основе транслинейных зависимостей, а также на псевдо-дифференциальных ячейках [1–4]. Предлагаются различные подходы к улучшению параметров. В перечень параметров в указанных работах включены: динамический диапазон, уровень шумов, нелинейность передаточной характеристики, частотные свойства. Объём и направление исследований доказывает актуальность тематики аналоговых перемножителей сигналов. Обращает на себя внимание исследование аналитических зависимостей нелинейности перемножителей. Вместе с тем в работе [5] указывается на существенные температурные зависимости КМОП-структур — элементной базы многих, рассматриваемых в работах [1–4] перемножителей. Поэтому представляется интересным анализ того, насколько полно исследованы, в том числе аналитически, температурные эффекты в аналоговых перемножителях сигналов.

2 Анализ последних достижений

В работе [1] приведена структура усовершенствованного аналогового перемножителя сигналов на основе КМОП-транзисторов. В основе нового аналогового перемножителя сигналов лежит ячейка Гильберта. Модифицированный перемножитель построен на восьми транзисторах и обладает уменьшенным уровнем нелинейных искажений. Фактически схема перемножителя представляет собой вариант повышения внутреннего сопротивления пере-

множающего ядра. Но аналитический анализ работы схемы не приводится.

В работе [2] предложена структура аналогового перемножителя сигналов на основе функциональной МОП-структуры, у которой на основе поликремния первого уровня выполнен плавающий затвор, а на основе поликремния второго уровня — три входных затвора. С помощью этой структуры модифицирован перемножитель на основе ячейки Гильберта. Приведены временные диаграммы работы нового перемножителя. Но детальный анализ параметров пока не приведен.

В работе [3] представлен низковольтный аналоговый перемножитель сигналов на КМОП-транзисторах, работа которого основана на принципе транслинейности. Предложенный перемножитель построен на основе дифференциальных пар на КМОП-транзисторах. Приведены результаты моделирования схем умножения и деления, но аналитические описания отсутствуют даже для нормальных температурных условий.

Работа [4] отражает исследования перемножителей различных конфигураций, в том числе построенных на основе КМОП-структур, хорошо известных в цифровой технике, как схема цифрового инвертора. Но в данном случае эти схемы работают в аналоговом режиме при значительных уровнях сквозных токов. Работа посвящена проектированию аналоговых перемножителей с учётом перебора разбросов значений вольт-амперных характеристик (ВАХ) транзисторов, их топологических размеров и температурных условий с целью поиска «наихудшего случая» и отображения области работоспособности перемножителя. Приведенные диаграммы и таблицы доказывают необходимость учёта разбросов параметров элементной базы при проектировании высокоточного аналогового перемножителя в диапазоне температур от минус 55 до +125 °C [4]. Здесь приведено аналитическое обоснование выбора схемы электрической принципиальной, указано на влияние температуры и проведено центрирование параметров схемы относительно номинальной рабочей температуры кристалла интегральной микросхемы +60 °C. Но аналитические представления параметров по температуре отсутствуют.

Таким образом, температурная зависимость аналоговых перемножителей сигнала является актуальной темой, но в современных исследованиях отражена недостаточно, что и вызвало необходимость выполнения представленной работы.

3 Изложение основного материала

В работе [6] рассматривается схема ячейки сверхнизковольтного одноквadrантного перемножителя сигналов, рис. 1, предназначен-

ного для выполнения операции свёртки в дискретно-аналоговом программируемом фильтре-корреляторе. На этом рисунке обозначены: $VT1$, $VT2$ — преобразователи напряжение-ток (ПНТ), $VT3 - VT6$ — ключи для адресации выходного тока, $-S$, $+S$ — весовые шины суммирования, S , R — шины управления выходными токами перемножителя в соответствии с текущим значением кода импульсной функции: +1 или -1.

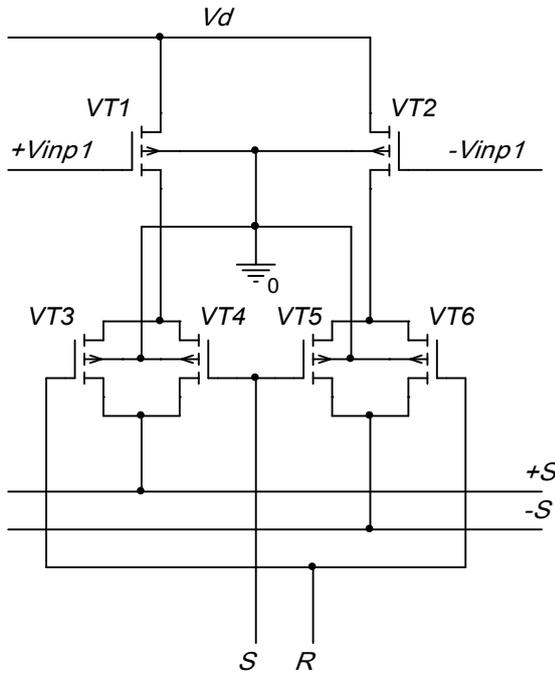


Рис. 1. Схема электрическая ядра перемножителя на основе преобразователей напряжение-ток на МОП-транзисторах

Этот перемножитель работает в линейной области ВАХ МОП-транзисторов $VT1$ и $VT2$. Они же являются элементами памяти для парафазных отсчетов сигнала за счет собственной емкости затворов. В качестве второй обкладки конденсатора выступает канал транзистора. То обстоятельство, что для перемножения отсчетов входного сигнала, которые хранятся на затворах транзисторов $VT1$ и $VT2$, используются только два значения импульсной функции: +1, либо -1, позволяет свести операцию перемножения к переадресации токов транзисторов $VT1$ и $VT2$ по шинам $+S$ и $-S$. Для коммутации токов используются ключи, выполненные на транзисторах $VT3-VT6$. Таким образом, результатом перемножения является разность токов двух транзисторов.

Если сопротивление транзисторов-ключей $VT3-VT6$ намного меньше ПНТ $VT1$ и $VT2$, то ток первого ПНТ

$$I_{VT1} = K_p K_{WL} \cdot [(V_G + V_{inp1} - V_T)V_D - 0,5V_D^2], \quad (1)$$

где $K_p = 12 \dots 24$ мкА/В² — параметр удельной крутизны, $K_{WL} = 0,2 \dots 1,0$ — отношение ширины к длине канала, $V_G = 2 \dots 4$ В — напряжение рабочей точки на затворе транзистора, $V_{inp1} < 1$ В — информационное напряжение выборки входного сигнала, $V_T = 0,8 \dots 1,2$ В — пороговое напряжение транзистора, $V_D = 0,8 \dots 1$ В — напряжение на стоке транзистора. Напряжение на истоке поддерживается равным нулю выходным преобразователем напряжение-ток (ПТН). Соответственно ток второго ПНТ перемножителя

$$I_{VT2} = K_p K_{WL} \cdot [(V_G - V_{inp1} - V_T)V_D - 0,5V_D^2], \quad (2)$$

Результирующий выходной сигнал будет представлен как разность выражений (1) и (2)

$$I_{\Sigma} = I_{VT1} - I_{VT2} = 2K_p K_{WL} V_{inp1} V_D \quad (3)$$

Дифференцируя по температуре выражение (3), получаем

$$\frac{dI_{\Sigma}}{dT} = 2K_{WL} V_{inp1} \left(V_D \frac{dK_p}{dT} + K_p \frac{dV_D}{dT} \right),$$

Полагая производную тока равной нулю, получаем условие температурной стабильности перемножителя

$$\frac{K_p dV_D}{dT} = -V_D \frac{dK_p}{dT}. \quad (4)$$

Из полученного соотношения (4) следует, что температурный дрейф параметра удельной проводимости для ячейки, рис. 1, должен компенсироваться изменением напряжения на стоке ПНТ.

Модифицируем схему рис. 1 таким образом, чтобы между питанием и ячейкой был включен компенсирующий промежуточный резистор R , рис. 2.

В этой схеме возможен дрейф напряжения на стоках транзисторов-ПНТ. Очевидно, что

$$V_{cc} = V_d + I_{\text{ПНТ}} R, \quad (5)$$

где $I_{\text{ПНТ}} R$ — ток ячейки.

Дифференцируя это выражение по температуре, получаем

$$\frac{dV_D}{dT} = -R \frac{dI_{\text{ПНТ}}}{dT}. \quad (6)$$

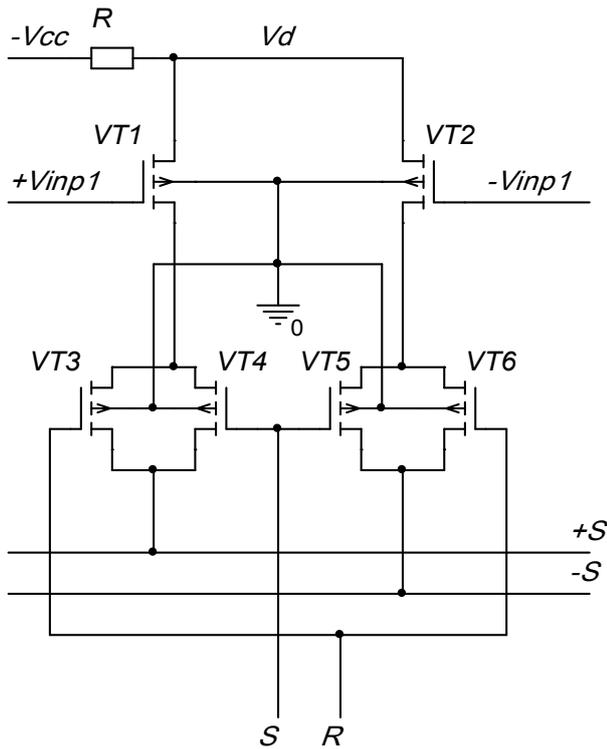


Рис. 2. Схема электрическая ядра перемножителя с промежуточным резистором R

Это соотношение условно будем называть стратегией линейного приближения к оптимальному решению. Этим подчёркивается линейная зависимость между производными тока и напряжения (4), которая не гарантирует получение оптимальной точки, но, как минимум, укажет направление спуска к экстремуму.

Так как значение выборок входного сигнала не зависит от температуры, то ищем экстремум на основе анализа тока рабочей точки. Для этого случая в уравнении (1) полагаем $V_{inp1} = 0$ и учитываем пока только половину тока ячейки, подразумевая внести позже коррекцию для всех ячеек коррелятора. Поэтому после дифференцирования тока транзистора (1) для крутой области ВАХ и несложных преобразований с учётом соотношения (6) получаем

$$V_D = \frac{2K_p K_{WL} \frac{dV_T}{dT} + \frac{dK_p}{dT}}{K_p K_{WL} R \frac{dK_p}{dT}}. \quad (7)$$

Соотношение (7) отражает требуемый закон изменения напряжения на стоках транзисторов $VT1$ и $VT2$. Из этого же соотношения нетрудно получить зависимость для компенсирующего резистора

$$R = \frac{2 \frac{dK_p}{dT}}{K_p K_{WL} (V_d \frac{dK_p}{dT} - 2K_p \frac{dV_T}{dT})}. \quad (8)$$

Полученное соотношение (8) показывает, что с учётом температурных зависимостей параметра удельной крутизны и порогового напряжения [5] сопротивление R может достигать существенных

значений. В свою очередь этот фактор ещё предстоит оценить. Для этого рассмотрим пример. Пусть суммарное количество ячеек программируемого фильтра-коррелятора составляет $N=1024$. Если отношение ширины канала транзисторов $VT1$ и $VT2$ к их длине по топологии интегральной микросхемы составляет $W/L = 0,5$, то после выращивания толстого окисла ширина транзисторов уменьшится и для экспресс оценки можно принять для соотношения (8) $K_{WL} \approx 1000$. Примем в первом приближении $V_d = 1$ В, $V_T = 1$ В, $K_p = 12$ мкА/В² с температурной зависимостью в степени $-3/2$. Угол наклона температурного дрейфа порогового напряжения составляет 2,7 мВ/°К. Подставляя эти данные в формулы (1) и (7) получаем средний ток для всего векторного умножителя 3 мА и номинальное значение резистора $R \approx 500$ кОм. Понятно, что напряжение питания V_{cc} в этом случае выходит за границы приемлемых эксплуатационных решений. Но такое значение указывает на направление поиска оптимального решения в области высоких значений сопротивления R .

Экспериментальные исследования проведены для векторного перемножителя сигналов с $N=1024$, построенного на МОП-транзисторах с индуцированным каналом р-типа для условий, когда на затворах транзисторов $VT1$ и $VT2$ среднее значение напряжения составляет относительно истоков 3 В, размах выборки сигнала по 1 В, и значения промежуточного резистора R принимают значения 5, 10 и 20 кОм, что отражено на графиках рис. 3. По оси ординат отложен выходной информационный ток в миллиамперах, который соответствует соотношению (3). По оси абсцисс отложена температура в градусах Цельсия. Ряд 1 соответствует значению $R = 5$ кОм и напряжению $V_{cc} = 10$ В; ряд 2 — $R = 10$ кОм и $V_{cc} = 20$ В; ряд 3 — $R = 20$ кОм, $V_{cc} = 40$ В.

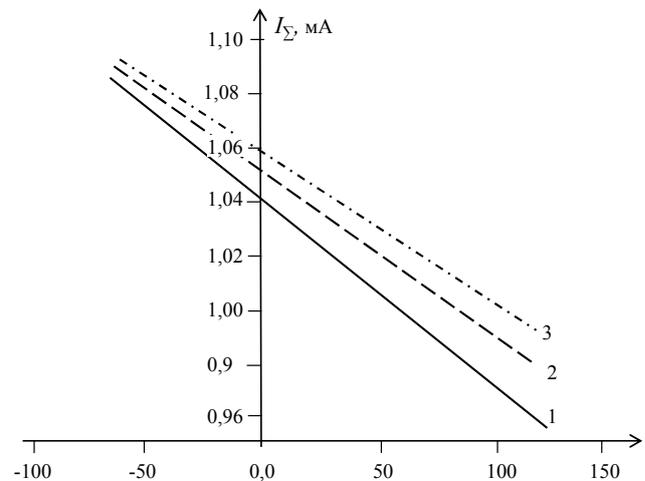


Рис. 3. Зависимость выходного тока перемножителя от температуры: Ряд 1 соответствует значению $R = 5$ кОм и напряжению $V_{cc} = 10$ В; ряд 2 — $R = 10$ кОм и $V_{cc} = 20$ В; ряд 3 — $R = 20$ кОм, $V_{cc} = 40$ В.

Эти графики наглядно показывают, что по мере повышения сопротивления резистора R температурная стабильность асимптотически повышается, как это и следует из соотношения (8). В частности, для последнего случая с максимальным сопротивлением $R = 20$ кОм температурная нестабильность составила 8,4% в диапазоне температур от -60 до $+130$ °C.

Считая, что соотношение (8) указывает на необходимость повышения сопротивления R , допустим, что сопротивление R может зависеть от температуры. Тогда из соотношения (5) получим аналогично соотношению (6)

$$\frac{dR}{dT} = -\frac{\frac{dV_D}{dT} + R \frac{dI}{dT}}{I} \quad (9)$$

Соотношение (9) условно будем называть стратегией нелинейного приближения к оптимальному решению. Этим подчёркивается нелинейная зависимость между производными тока и напряжения, которая должна гарантировать получение оптимальной точки. Проанализируем это соотношение. Производные dV_D/dT и dI/dT должны иметь в соответствии с графиками на рис. 3 положительный знак. Сопротивление R и ток I по определению положительны. Отсюда следует вывод: сопротивление R должно иметь отрицательную температурную зависимость.

Для реализации такой стратегии последовательно с резистором R включим нелинейный элемент в виде биполярного транзистора, у которого коллектор подключен к базе. Обоснование такого подхода состоит в том, что напряжение база-эмиттер уменьшается с температурой при условии неизменности тока. Но, в отличие от МОП-транзисторов, у биполярных вертикальных NPN-транзисторов отсутствует деградация тока с температурой. Воспользуемся также токовым зеркалом, которое, в соответствии с соотношением (8), обеспечит высокое выходное сопротивление. В итоге получаем схему, рис. 4. С помощью метода покоординатного спуска находим оптимальную точку. При напряжении $V_{cc} = 5$ В, сопротивлении $R = 2,09$ кОм. При площадях эмиттеров транзисторов $VTG1$ и $VTG2$ 300 мкм² расчётным путём получена зависимость выходного тока от температуры, которая представлена на рис. 5. Расчётная температурная нестабильность составила 0,01%.

Следует указать, что резистор и транзисторы в цепи питания являются внешними компонентами и не входят в состав микросхемы. Это — одно из условий каскадной наращиваемости микросхем фильтров-корреляторов при включении в общий канал обработки данных. При изменении количества микросхем в канале обработки соответственно изменяется номинальное значение резистора, а при необходимости и выбор транзисторов. Температурные параметры этих элементов в данной работе не рассматриваются. Ниже на рис. 5 представлены данные

компьютерного эксперимента в среде ORCAD 9.2. с уровнем модели $LEVEL = 2$, как и в [4] для МОП-транзисторов и модифицированной моделью Гумеля-Пуна для биполярных транзисторов. Источником для расчёта температурной зависимости в данном случае послужили встроенные модели программной среды. В основе этих моделей лежит соотношение (1) с учётом температурных эффектов для МОП-транзисторов, а в модели Гумеля-Пуна для биполярных транзисторов температурный коэффициент тока насыщения $XTI = 4,2$.

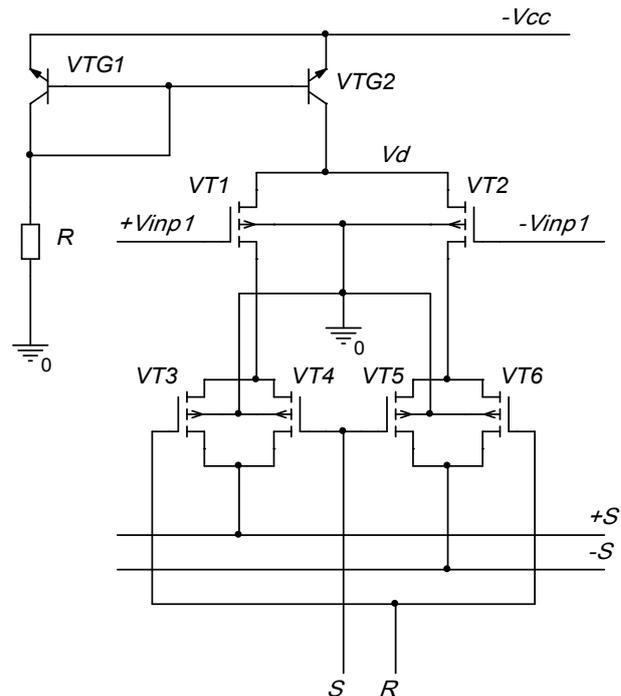


Рис. 4. Схема электрическая ядра перемножителя с токовым зеркалом

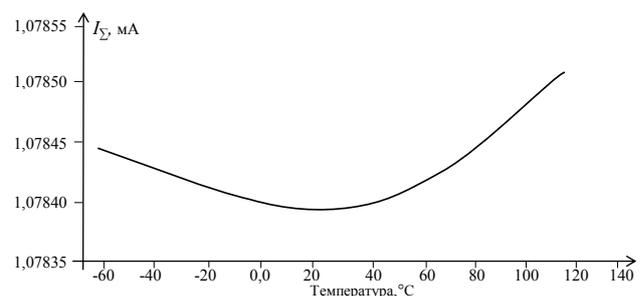


Рис. 5. Зависимость выходного тока I_{Σ} перемножителя с токовым зеркалом от температуры

4 Анализ исследований

Аналитические исследования, моделирование и экспериментальная проверка показали эффективность аналитического анализа при исследовании температурной зависимости аналогового перемножителя сигналов. В частности, при линейной стра-

тегии поиска оптимального решения получено направление поиска и асимптотического приближения к экстремуму. При этом экспериментально достигнут уровень 8,4%. Для некоторых практических приложений и этого уровня стабильности достаточно. Продолжение анализа в направлении, указанном линейной стратегией, привело к нелинейной стратегии и получении расчётной экстремальной точки. Для этого был введен нелинейный элемент с отрицательным наклоном температурной зависимости. В итоге синтезирована схема питания аналогового перемножителя и с помощью простой оптимизации получена термостабильная точка с выраженным минимумом. Расчётная температурная нестабильность не превосходит 0,01%, что соответствует данным [4]. Экспериментальная проверка показала несколько худшие результаты, но не хуже 0,05%.

5 Выводы

1. Исследована аналитически температурная стабильность аналогового перемножителя сигналов для программируемого фильтра-коррелятора.
2. Предложена линейная стратегия приближения к оптимальному включению, которая определила направление поиска.
3. Предложена нелинейная стратегия, которая позволила синтезировать оптимальную схему включения, дающую экстремальную точку температурной стабильности.
4. Полученные результаты соответствуют потенциальным оценкам для лучших известных аналоговых перемножителей.

6 Перспективы дальнейших исследований

Полученного результата высокой стабильности для ядра аналогового перемножителя не достаточно. Анализ проводился для модели транзисторов второго порядка. Для повышения точности необходимо учёт кубических членов модели. Кроме того, выходным сигналом является разность токов. Для дальнейшей обработки необходимо преобразовать ток в напряжение и получить разность напряжений. Возможен вариант получения разностного тока с последующим преобразованием в напряжение. В любом случае схемы последующих преобразований будут вносить погрешности, в том числе и связанные с дрейфом температуры. Поэтому дальнейшие исследования необходимо также направить на повышение точности следующих ступеней обработки выходного сигнала аналогового перемножителя.

Перечень ссылок

1. Nandini A. S. Design and Implementation of Analog Multiplier with Improved Linearity / A.S. Nandini, S. Madhavan, Ch. Sharma // *International Journal of VLSI design & Communication Systems (VLSICS)*, Vol.3, No.5, pp. 93-109.
2. Duraisamy K. Low Power Analog Multiplier Using MIFGMOS / K. Duraisamy, U. Ragavendran // *Journal of Computer Science*. – 2013. – 9(4). – pp. 514-520.
3. Ghanavati B. Low-Voltage CMOS Multiplier Circuit Based on the Translinear Principle / B. Ghanavati, E.T. Moghaddam // *Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering*. – 2014. – 2(3). – p. 124-127.
4. Quintero R. R. F. Design of Four-Quadrant Analog Multipliers Robust to PVT Variations / R. R. F. Quintero ; National Institute for Astrophysics, Optics and Electronics. – Tonantzintla, Puebla. – June 2014. – 81p.
5. Чаплыгин Ю.А. Исследование электрических характеристик КМОП-КНИ — структур с проектными нормами 0.5 мкм для высокотемпературной электроники / Ю.А. Чаплыгин, Т.Ю. Крупкина, А.Ю. Красюков, Е.А. Артамонова // *Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС-2016)*. – М. : ИПИМ РАН. – 2016. – 6 с.
6. Павлов Л. Н. Схемотехника сверхнизковольтного перемножителя сигналов / Л.Н. Павлов, П.В. Кучернюк // *Электроника и связь*. – 2015. – Том. 20, № 6(89). – с. 11-15.

References

- [1] Nandini A.S., Madhavan S. and Sharma Ch. (2012) Design and Implementation of Analog Multiplier with Improved Linearity, *International Journal of VLSI design & Communication Systems (VLSICS)*, Vol.3, No.5 pp. 93-109. DOI: 10.5121/vlsic.2012.3508
- [2] Duraisamy K. and Ragavendran U. (2013) Low Power Analog Multiplier Using MIFGMOS, *Journal of Computer Science*, Vol 9, No 4, pp. 514-520. DOI: 10.3844/jcssp.2013.514.520
- [3] Ghanavati B. and Moghaddam E. T. (2014) Low-Voltage CMOS Multiplier Circuit Based on the Translinear Principle, *Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 2, No 3, pp. 124-127. DOI: 10.13189/ujeee.2014.020305
- [4] Quintero R. R. F. (2014) *Design of Four-Quadrant Analog Multipliers Robust to PVT Variations*. National Institute for Astrophysics, Optics and Electronics, 81 p.
- [5] Chaplygin Yu. A., Krupkina T. Yu., Krasnyukov A. Yu. and Artamonova E. A. (2016) 0.5 um SOI CMOS for Extreme Temperature Applications, *Problems of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems Development (MES-2016)*, 6 p.
- [6] Kucherniuk P. and Pavlov L. (2015) Network design of ultra low voltage multiplier, *Elektronika i svyaz'*, Vol. 20, No 6(89), p. 11-15.

Температурна стабільність наднизьковольтного перемножувача сигналів

Павлов Л. М., Лебедев Д. Ю.

В роботі розглянута температурна стабільність наднизьковольтних перемножувачів сигналів, які складають основу дискретно-аналогових програмованих фільтрів-кореляторів. Ці корелятори здійснюють згортку вектора вибірок вхідного сигналу і послідовності вагових коефіцієнтів імпульсної функції. Ці коефіцієнти приймають два значення: +1 або -1. Перемножувач побудований на основі МОП-транзистора. Першим співмножником виступає напруга вибірки сигналу, яка зберігається на затворі транзистора, а другий визначається адресою, куди буде спрямований струм транзистора, який і становить результат перемноження. В даному випадку ваговий коефіцієнт +1 означає, що струм буде спрямований в шину підсумовування "позитивних" струмів, а коефіцієнт імпульсної функції -1 визначить підключення струму перемножувача до шини підсумовування "негативних" струмів. Остаточний результат перемноження векторів формується відніманням вихідних сигналів вагових шин підсумовування. Як варіант це може бути перетворення вихідних струмів в напругу двома зовнішніми перетворювачами струм-напруга і утворення диференціального сигналу у вигляді вихідної напруги. Оскільки струм МОП транзистора схильний до температурної залежності, то цей фактор впливає на точність перемноження. Аналіз цієї залежності і можливість її ослаблення представлені в даній роботі. Зокрема запропоновані стратегія лінійного та нелінійного наближення до термостабільної точки. Отримано аналітичні співвідношення для необхідних умов температурної стабілізації. Для стратегії нелінійного наближення запропонована схема з нелінійним елементом — біполярним транзистором. Отримано експериментальні результати поліпшення температурної стабілізації для обох стратегій.

Ключові слова: перемножувач сигналів; температурна стабільність; інтегральні мікросхеми кореляторів; векторне перемноження сигналів; відліки сигналу

Temperature stability of ultra low voltage signals multiplier

Pavlov, L. M., Lebedev, D. Yu.

The paper considers the thermal stability of ultra low voltage signals multipliers that form the basis of discrete-analog programmable filter-correlators. These correlators perform convolution vector of the input signal samples and a sequence of weighting coefficients impulse function. These coefficients take two values: +1 or -1. The multiplier is based on a MOS transistor. The first factor appears voltage signal sampling, which is stored on the gate of the transistor, and the second is determined by the location where the current of the transistor will be sent, which is the result of multiplying. In this case, the weighting factor is one that will be sent to the current summing bus "positive" current, and the pulse rate function determines -1 multiplier connection summing bus "negative" current. The final result of multiplication of vectors is generated by subtracting the output signals weighted summation of tires. Alternatively this conversion can be output currents to two outer transducers voltage differential signal current and formation voltage as an output voltage. Since the MOSFET current is subject to temperature dependence, this factor affects the accuracy of multiplication. Analysis of this relationship and the possibility of its weakening presented in this paper. In particular, the strategy of linear and non-linear approximation to the thermostable point is proposed. An analytical relationship is obtained for the necessary conditions for temperature stabilization. For the non-linear approximation strategy, a circuit with a nonlinear element—a bipolar transistor — is proposed. Experimental results of improving the temperature stabilization for both strategies are obtained.

Key words: signals multiplier; temperature stability; integrated chip correlators; vektor signals multiplying; signals samples