

Использование не имеющей затуханий цепи отрицательной обратной связи при построении малошумящих активных двойных балансных смесителей с высокой линейностью

Описанные ниже пути дальнейшего развития топологии не имеющей затуханий трансформаторной цепи отрицательной обратной связи, применяемой для улучшения характеристик активного двойного балансного смесителя, позволяют устранить наиболее существенные источники шума, не ухудшая качественные показатели смесителя по интермодуляционным составляющим. В результате был получен коэффициент шума на уровне не хуже 6 dB , а точка пересечения по продуктам интермодуляции третьего порядка IP_3 осталась при этом на уровне не ниже $+25\text{ dBm}$, что вполне приемлемо, при уровне сигнала гетеродина всего лишь 0 dBm . Приведено краткое обсуждение способов построения активных двойных балансных смесителей с не имеющей затуханий цепью ООС и описана обобщенная топология построения такого смесителя с низким уровнем собственных шумов. Представлены также результаты тестирования построенного таким образом смесителя, приведены его шумовые характеристики и качественные параметры по интермодуляционным составляющим.

Введение

Разработчики связанных радиоприемников и телекоммуникационных систем провели много времени в поисках путей расширения динамического диапазона радиочастотных трактов радиоприемников, модуляторов и демодуляторов, равно как и снижения энергопотребления портативной радиоаппаратуры. И если по созданию малошумящих усилительных каскадов с высокими качественными характеристиками по продуктам интермодуляции (IMD) намечено уже несколько путей, то смесители еще остаются здесь слабым звеном. Кольцевой диодный смеситель обеспечивает вполне приемлимые показатели качества по интермодуляционным составляющим (IMD) и коэффициент шума (NF), но обычно лишь за счет чрезмерной мощности сигнала гетеродина (LO).

Используемые для улучшения линейности каскадов усилителей малых сигналов методы комбинированной последовательно-параллельной¹ и не имеющей затуханий трансформаторной² отрицательной обратной связи (ООС) были недавно применены с той же целью и при построении активных смесителей^{3,4,5,6}. Эти методы позволили достичь высоких качественных показателей по вносимым продуктам интермодуляции даже при очень малом уровне сигнала гетеродина, но заметно улучшить шумовые характеристики своего более традиционного прародителя, - смесителя по схеме «транзисторное дерево», известного также как «джильбертовская ячейка», - до сих пор не удавалось. Ниже кратко представлены результаты дальнейшего развития топологии не имеющей затуханий ООС, позволившего, по сравнению с предыдущими построениями, значительно улучшить шумовые свойства активного двойного балансного смесителя без потери качества по вносимым продуктам интермодуляции.

Активный смеситель с не имеющей затуханий отрицательной обратной связью

Ранее был описан⁶ активный двойной балансный смеситель, в котором для достижения высоких параметров качества по интермодуляции

была применена не имеющая затуханий трансформаторная ООС. Такой смеситель (см. схему на **рис.1**) требовал при этом значительно меньшей мощности от гетеродина чем кольцевой диодный смеситель класса III с аналогичным уровнем интермодуляционных искажений. Однако такая топология позволила лишь незначительно улучшить шумовые характеристики смесителя по сравнению с его предшественником.

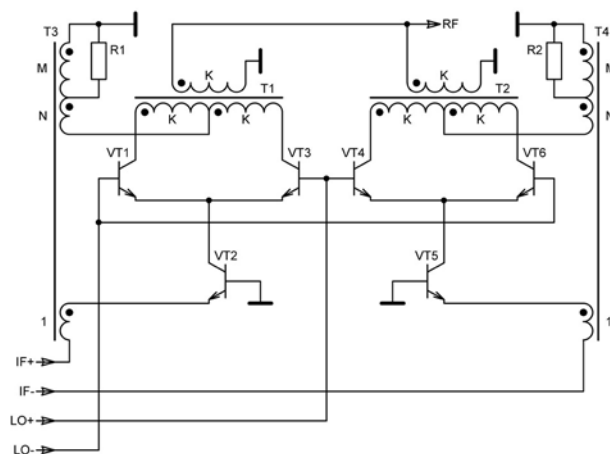


Рис.1 Активный двойной балансный смеситель с не имеющей затуханий цепью отрицательной обратной связи

В активном смесителе с не имеющей затуханий ООС, схема которого приведена на **рис.1**, входной сигнал промежуточной (IF) или радио- (RF) частоты с амплитудой A и частотой ω_{IF} противофазно подается на выводы входных обмоток пары трансформаторов отрицательной обратной связи T_3 и T_4 . Соответствующие входные токи при этом описываются выражениями:

$$I_{in+}(t) = I_{VT2} + \frac{A_{IF} \cdot \cos \omega_{IF} t}{R_{in}} \quad [1]$$

$$I_{in-}(t) = I_{VT5} - \frac{A_{IF} \cdot \cos \omega_{IF} t}{R_{in}} \quad [2]$$

где:

I_{VT2} , I_{VT5} – начальный ток смещения дифференциальных транзисторных пар $VT_1:VT_3$ и $VT_4:VT_6$

(начальный ток коллектора транзисторов VT_2 и VT_5);

R_{in} – входное сопротивление по каждому из входов, определяемое как:

$$R_{in} = \frac{R_1 \cdot (M + N + 1)}{M^2} \quad [3]$$

где:

$R_1 = R_2$ – сопротивление согласующих резисторов;
 M, N – соотношение количества витков выходных обмоток трансформаторов отрицательной обратной связи T_3 и T_4 .

Для полного согласования входное сопротивление выходной обмотки трансформаторов обратной связи должно быть равно выходному сопротивлению на среднем выводе первичной обмотки выходного гибридного трансформатора T_1 и T_2 . Соответственно запишем:

$$R_{CT} = 2 \cdot K^2 \cdot R_L = (M + N) \cdot R_1 \quad [4]$$

где:

K – это соотношение витков обмоток выходных гибридных трансформаторов T_1 и T_2 ⁷.

Это равенство позволяет перейти к расчету параметров схемы активного смесителя с не имеющей затуханий ООС в терминах K, M и N , опуская значения R_1 как определяемое равенством:

$$R_1 = R_2 = \frac{2 \cdot K^2 \cdot R_L}{M + N} \quad [5]$$

Путем подстановки [5] в [3] мы можем определить входное сопротивление смесителя по каждому из его входов как:

$$R_{in} = \frac{2 \cdot K^2 \cdot R_L \cdot (M + N + 1)}{M^2 \cdot (M + N)} \quad [6]$$

Две пары дифференциальных токов с коллекторов переключающих транзисторных пар $VT_1:VT_3$ и $VT_4:VT_6$ снова соединяются в средней точке первичных обмоток выходных гибридных трансформаторов T_1 и T_2 соответственно. Эти токи обратной связи, описываемые выражениями:

$$I_{FB1}(t) = I_{C1} + I_{C3} = I_{VT2} + \frac{A_{IF} \cdot \cos \omega_{IF} t}{R_{in}} \quad [7]$$

$$I_{FB2}(t) = I_{C6} + I_{C4} = I_{VT5} - \frac{A_{IF} \cdot \cos \omega_{IF} t}{R_{in}} \quad [8]$$

через соответствующие трансформаторы обратной связи T_3 и T_4 поступают затем на входы схемы, образуя таким образом цепь отрицательной обратной связи, необходимую для улучшения линейности смесителя.

Со вторичных обмоток выходных гибридных трансформаторов T_1 и T_2 снимается выходной сигнал радио- (RF) или промежуточной (IF) частоты, описываемый выражениями:

$$I_{OUT}(t) = K \cdot (I_{C1} - I_{C3}) - K \cdot (I_{C6} - I_{C4}) = 2 \cdot A_{IF} \cdot K^2 \frac{\cos(\omega_{IF} t - \omega_{LO} t) + \cos(\omega_{IF} t + \omega_{LO} t)}{R_{in}} \quad [9]$$

$$U_{OUT}(t) = I_{OUT} \cdot R_L = 2 \cdot A_{IF} \cdot K^2 \times \times R_L \cdot \frac{\cos(\omega_{IF} t - \omega_{LO} t) + \cos(\omega_{IF} t + \omega_{LO} t)}{R_{in}} \quad [10]$$

Источники шума

Описанная топология не имеющей затуханий отрицательной обратной связи позволяет существенно снизить уровень вносимых активным смесителем интермодуляционных искажений, но в таком аспекте качества как коэффициент шума (NF) смесителя она оказывается малоэффективной, не смотря на тот факт, что такая топология обратной связи новых источников шума в схему не вводит. Коэффициент шума управляемого источника тока, выполненного по схеме с общей базой (транзисторы VT_2 и VT_5) монотонно растет с увеличением начального тока смещения транзисторов и в общем случае стремится превзойти аналогичный параметр управляемого источника тока по схеме с общим эмиттером⁹. Кроме того, даже если бы и коэффициент передачи управляемого входным сигналом источника тока, и мощность шума на его выходе не зависели от частоты, то само по себе управление переключающими транзисторами $VT_1:VT_3$ и $VT_4:VT_6$ прямоугольным сигналом увеличивает вносимый управляемым источником тока приведенный ко входу шум в $(\pi/2)^2$ раз, то есть на $3,9$ dB. Это является результатом взаимодействия прямоугольного сигнала гетеродина и его различных по частоте гармонических составляющих с входным сигналом промежуточной частоты. По линейной шкале суммарная мощность шума смесителя при этом составит:

$$NF = N_D \cdot \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 + N_{SW} \quad [11]$$

где:

N_{SW} – шум, вносимый дифференциальными переключающими парами транзисторов $VT_1:VT_3$ и $VT_4:VT_6$;

N_D – это приведенное ко входу совокупное значение шума, состоящее из дробового шума базы (N_b), дробового шума коллектора (N_c) и теплового шума (N_t) транзисторов VT_2 и VT_5 , работающих в качестве управляемых входным сигналом источников тока^{9,10}.

$$N_D = 1 + N_b + N_c + N_t \quad [12]$$

Допустим, что все транзисторы в активном смесителе идентичны по своим параметрам. Тогда из выражения [11] легко увидеть, что результирующий шум смесителя вдвое больше шума отдельно взятого транзистора плюс дополнительные $3,9$ dB, вносимые спектральными составляющими прямоугольного сигнала гетеродина. И если бы из схемы смесителя на **рис.1** можно было изъять управляемые источники тока VT_2 и VT_5 , то в результате шум, определяемый выражением [11], потенциально можно снизить до значения собственного шума переключающих транзисторов $VT_1:VT_3$ и $VT_4:VT_6$.

Упрощенная схема

При внимательном анализе схемы на **рис.1** можно заметить, что управляемые источники тока на транзисторах VT_2 и VT_5 действительно можно убрать из схемы без какого-либо ущерба для качественной работы смесителя. По отношению к цепи не имеющей затуханий трансформаторной ООС переключающие транзисторные пары $VT_1:VT_3$ и $VT_4:VT_6$ при этом будут работать как транзисторные усилительные каскады с общей базой. Такой вариант схемы, показанный на **рис.2**, не только проще, но и требуемое для его работы напряжение питания ниже, так как в его величине не надо больше учитывать напряжение коллектор-эмиттер U_{CE} управляемых источников тока VT_2 и VT_5 .

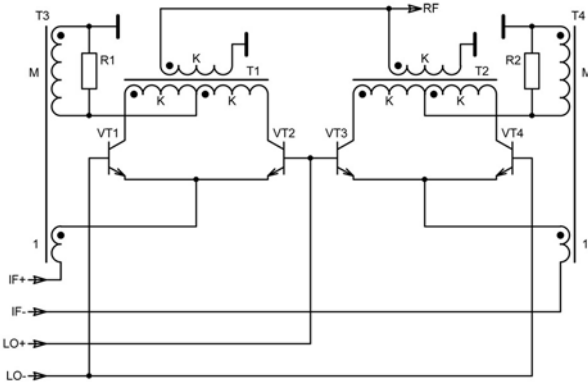


Рис.2 Малошумящий вариант активного двойного балансного смесителя с не имеющей затуханий трансформаторной ООС

Также следует заметить, что выходные обмотки трансформаторов обратной связи в схеме на **рис.2** не имеют отводов, в отличие от предыдущего варианта. В таком смесителе с не имеющей затуханий трансформаторной ООС резисторы R_1 и R_2 служат лишь согласованной нагрузкой для усиленного сигнала промежуточной частоты (IF), а выходной импеданс смесителя определяется только соотношениями витков обмоток выходных трансформаторов и трансформаторов обратной связи. Поэтому нет необходимости выполнять с отводами выходные обмотки трансформаторов обратной связи T_3 и T_4 . Выходной импеданс на среднем выводе первичной обмотки выходных гибридных трансформаторов T_1 и T_2 и входной импеданс трансформаторов обратной связи просто должны быть согласованы друг с другом. Исходя из этого условия, на основании выражения [5], номинальное сопротивление резисторов R_1 и R_2 рассчитывается теперь так:

$$R_1 = R_2 = \frac{2 \cdot K^2 \cdot R_L}{M} \quad [13]$$

Иначе теперь определяется для новой схемы и входной импеданс по каждому из входов смесителя, который, на основании выражения [6], находим из:

$$R'_m = \frac{2 \cdot K^2 \cdot R_L \cdot (M+1)}{M^3} \quad [14]$$

Полный входной импеданс смесителя носит дифференциальный характер и равен, соответственно, удвоенному значению величины, определяемой из выражения [14].

Хотя и нельзя сказать, что отсутствие отвода в выходной обмотке трансформаторов обратной связи сколько-нибудь упрощает схему смесителя, тем не менее стоимость изготовления самих трансформаторов снижается, особенно если количество витков его обмоток будет выражаться отношением двух целых чисел. Принимая это во внимание были просчитаны несколько вариантов схемы смесителя, в том числе с 50-омным входным и выходным импедансом (см. **таблицу 1**). Кроме того, упрощается и компоновка элементов схемы на печатной плате.

Таблица 1

K	R_{CT}	M	R_{in}	$R_1 = R_2$	Gain
1	100 Ом	4/3	98.4 Ом	75.0 Ом	-5.95 dB
1	100 Ом	7/4	51.3 Ом	57.1 Ом	-3.12 dB
1	100 Ом	7/3	26.2 Ом	42.9 Ом	-0.21 dB
1	100 Ом	7/2	10.5 Ом	28.6 Ом	+3.77 dB

Экспериментальные данные

С целью изучения и оценки, а также демонстрации новых качественных характеристик, предлагаемый малошумящий активный смеситель с не имеющей затуханий ООС был собран на паре производимых фирмой NEC транзисторных сборок UPA821TF. Коэффициент шума этих транзисторных сборок (NF) составляет всего 1,2 dB при относительно большом токе коллектора (7 mA), что позволяет одновременно получить высокие показатели по интермодуляции и низкий уровень шума смесителя. И хотя транзисторная сборка UPA821TF не является собственно парой идентичных по своим параметрам транзисторов, самого по себе размещения двух транзисторов на одном кристалле уже достаточно для применения сборки в таком качестве. Разумеется, идеальным было бы использование транзисторной сборки, состоящей из четырех идентичных транзисторов.

Лишь для простоты изготовления смесителя соотношение витков обмоток трансформаторов обратной связи из приведенных в **таблице 1** было выбрано равным 4:3. В результате дифференциальное входное сопротивление смесителя составило 200 Ом, что позволяет для согласования с источником сигнала промежуточной частоты (IF) использовать простой трансформатор с соотношением витков обмоток 1:1:1. Такой же трансформатор был использован также для подачи сигнала гетеродина и на выходе схемы (T_1 и T_2). Для качественного согласования с 50-омным выходным импедансом гетеродина между базами переключающих транзисторов $VT_1:VT_2$ и $VT_3:VT_4$ был включен 200-омный резистор. Все трансформаторы были изготовлены на производимом фирмой Fair-Rite ферритовом сердечнике типа 2843002302 (бинокуляр-трансфлектор), для намотки использовался провод #46 AWG (медный обмоточный провод диаметром 0.04 мм - прим. переводчика).

Вся конструкция была компактной, (площадью менее 2 см^2), с минимально возможной протяженностью электрических связей, что, в свою очередь, позволило в значительной степени устранить паразитные временные и фазовые задержки в цепи высокочастотной обратной связи.

Работа схемы проверялась при трех фиксированных значениях напряжения коллектор-эмиттер U_{CE} транзисторов, в то время как их коллекторный ток регулировался в некоторых пределах с целью определить оптимальный режим транзисторов по постоянному току, при котором интермодуляционные искажения и шум смесителя будут минимальными. Во всех случаях использовался сигнал гетеродина частотой 20 МГц и уровнем 0 dBm . Для двухсигнальной проверки на уровень вносимых интермодуляционных составляющих на вход схемы подавались сигналы частотой $10,9 \text{ МГц}$ и $11,1 \text{ МГц}$, которым на выходе соответствовали продукты смешения частотой $30,9 \text{ МГц}$ и $31,1 \text{ МГц}$.

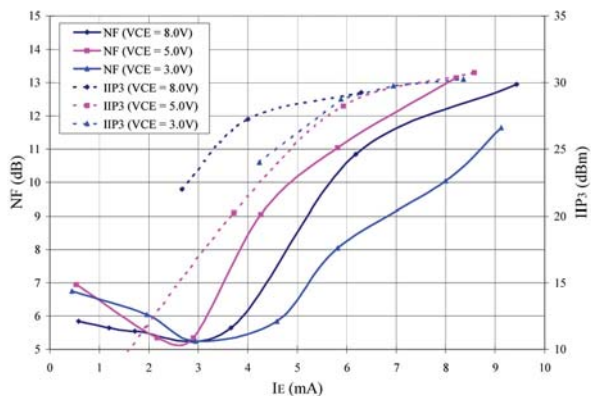


Рис.3 Зависимость качественных характеристик представляемого малошумящего активного двойного балансного смесителя от режима транзисторов по постоянному току

Результаты проверки иллюстрирует диаграмма на **рис.3**. Очевидно, что устранение из схемы смесителя транзисторов управляемых источников тока дало желаемый эффект. При напряжении коллектор-эмиттер транзисторов смесителя $U_{CE} = 8 \text{ В}$ коэффициент шума (NF) упал до уровня ниже $5,9 \text{ dB}$, в то же время точка пересечения по интермодуляционным составляющим третьего порядка (IP_3) осталась на уровне $+27 \text{ dBm}$. Эмиттерные токи смещения транзисторов при этом составляли всего лишь по $I_E = 3.9 \text{ mA}$! При снижении этого тока до уровня ниже 3.0 mA уровень IP_3 круто падает ниже $+25 \text{ dBm}$, но улучшенные шумовые показатели сохраняются при снижении тока I_E вплоть до 2 mA , где и значение уровня IP_3 составляет уже менее $+20 \text{ dBm}$. При $U_{CE} = 3 \text{ В}$ рабочая область с низким коэффициентом шума значительно шире, в то время как уровень IP_3 круто падает ниже $+25 \text{ dBm}$ для I_E меньше чем 4.9 mA . При напряжении коллектор-эмиттер $U_{CE} = 5 \text{ В}$ коэффициент шума имеет значение менее 6 dB лишь ниже точки, с которой уровень IP_3 начинает значительно ухудшаться. Таким образом, если исходить из задачи достижения максимального уровня IP_3 , то работа

смесителя при малом напряжении коллектор-эмиттер транзисторов U_{CE} значительных преимуществ не дает, но все же широкая рабочая область с низким значением коэффициента шума смесителя при $U_{CE} = 3 \text{ В}$ несомненно достойна внимания.

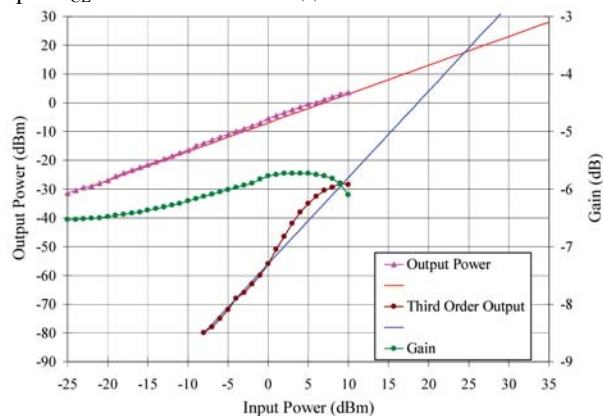


Рис.4 Зависимость коэффициента преобразования и уровня вносимых интермодуляционных составляющих 3-го порядка от уровня входного сигнала для представленного малошумящего активного двойного балансного смесителя ($U_{CE} = 3 \text{ В}$, $I_E = 4.5 \text{ mA}$)

Диаграмма на **рис.4** иллюстрирует типичную зависимость коэффициента преобразования и уровня вносимых интермодуляционных составляющих 3-го порядка от мощности сигнала на входе представленного малошумящего активного двойного балансного смесителя с не имеющей затуханий ООС при напряжении коллектор-эмиттер транзисторов $U_{CE} = 3 \text{ В}$ и эмиттерном токе смещения $I_E = 4.5 \text{ mA}$. Приведенная характеристика типична для такой топологии ООС. Резкоочерченный переход в режим компрессии с ростом уровня сигнала на входе обусловлен большой глубиной трансформаторной обратной связи.

Сравнение характеристик

Для сравнения в итоговой **таблице 2** для всех рассмотренных смесителей приведены их качественные характеристики: уровень точки пересечения по интермодуляционным составляющим 3-го порядка IP_3 , уровень точки компрессии P_{1dB} , значения коэффициентов передачи (Gain) и шума (NF). Легко видеть, что по низкому коэффициенту шума последняя версия малошумящего активного двойного балансного смесителя с не имеющей затуханий трансформаторной ООС действительно лучше чем любой другой активный смеситель. Более того, по этому параметру он стал сравним с кольцевым диодным смесителем *SBL-1*, имея при этом существенно меньший уровень интермодуляционных искажений. Это преимущество рассматриваемого активного смесителя еще более ощутимо если учесть, что для его нормальной работы достаточно 0 dBm мощности сигнала гетеродина, тогда как кольцевому диодному смесителю *SBL-1* требуется $+7 \text{ dBm}$. Если же сравнивать смесители прежде всего по уровню вносимых ими интермоду-

Таблица 2

Тип смесителя	IIP_3	P_{1dB}	Gain	NF
Кольцевой диодный SBL-1	+19.0 dBm	-4.5 dBm	-6.0 dB	6.0 dB
"джильбертовская ячейка", известный также как "транзисторное дерево"	+15.75 dBm	+4.5 dBm	-2.5 dB	11.89 dB
С комбинированной последовательно-параллельной ООС (вариант 2)	+28.0 dBm	+4.0 dBm	-4.0 dB	14.38 dB
С не имеющей потерь трансформаторной ООС и управляемыми входным сигналом источниками тока	+30.3 dBm	+3.0 dBm	-6.0 dB	13.80 dB
Малозумящий без транзисторов управляемых источников тока (последний вариант)	+27.0 dBm	+4.0 dBm	-6.0 dB	5.9 dB

ляционных искажений, то преимущество нашего смесителя становится еще весомей, так как кольцевой диодный смеситель класса III с аналогичным уровнем вносимых интермодуляционных составляющих требует при этом как минимум +17 dBm мощности сигнала гетеродина.

Заключение

Итак, ранее речь шла о том, что введение в построенный по схеме "джильбертовской ячейки" активный двойной балансный смеситель цепи не имеющей затуханий отрицательной обратной связи является эффективным методом снижения уровня интермодуляционных искажений такого активного смесителя. Теперь же ясно, как и было показано

выше, что такая топология отрицательной обратной связи является также эффективным методом по устранению отдельных факторов, не позволявших существенно снизить уровень собственных шумов активного смесителя без ухудшения его динамических характеристик по сравнению с его предшественниками. Представленные же результаты испытаний показывают, что устранение из предыдущей схемы транзисторов управляемых источников тока существенно улучшает шумовые свойства смесителя и что вообще введение в такой смеситель ООС описанной топологии существенно расширяет его приведенный ко входу динамический диапазон.

©CHRIS TRASK, 2002

©Задорожный Сергей Михайлович (перевод на русский), 2007

Литература:

1. Seader, L.D and J.E. Sterrett, «Unit Transistor Amplifier with Matched Input and Output Impedances», US Patent 3,493,882, 3 February 1970;
2. Norton, David E. and Allen F. Podell, «Transistor Amplifier with Impedance Matching Transformer», U.S. Patent 3,891,934, 24 June 1975;
3. Trask, Chris, «Feedback Technique Improves Active Mixer Performance», *RF Design*, September 1997, pp. 46-52;
4. Trask, Chris, «A Linearized Active Mixer», Proceedings RF Design 98, San Jose, California, October 1998, pp. 13-23;
5. Trask, Chris, «Active Double-Balanced Mixer with Embedded Linearization Amplifiers», US Patent 6,140,849, 31 October 2000;
6. Trask, Chris, «High Dynamic Range Double-Balanced Active Mixers Using Lossless Feedback», Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 3, pp. 41-44;
7. Sartori, Eugene F., «Hybrid Transformers», IEEE Transactions on Parts, Materials, and Packaging, Vol. PMP-4, No. 3, September 1968, pp. 59-66;
8. Fong, K.L. and R.G. Meyer, «Monolithic RF Active Mixer Design», IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 46, No. 3, March 1999, pp. 231-239;
9. Hull, C.D., «Analysis and Optimization of Monolithic RF Downconversion Receivers», Ph.D. dissertation, University of California Berkeley, 1992;
10. Fong, K.L., «Design and Optimization Techniques for Monolithic RF Downconversion Mixers», Ph.D. dissertation, University of California Berkeley, 1997;
11. Patent pending.