

## Использование не имеющей затуханий цепи отрицательной обратной связи для расширения динамического диапазона активного двойного балансного смесителя

Ниже описан способ применения отрицательной обратной связи (ООС) в активном двойном балансном смесителе. Использование для этой цели не имеющей затуханий трансформаторной цепи обратной связи позволило снизить как интермодуляционные искажения смесителя, так и его шум. Описана общая топология построения цепи ООС, представлены результаты тестирования и сравнительные характеристики полученной схемы смесителя и разработанного ранее активного двойного балансного смесителя с комбинированной последовательно-параллельной (series/shunt) ООС.

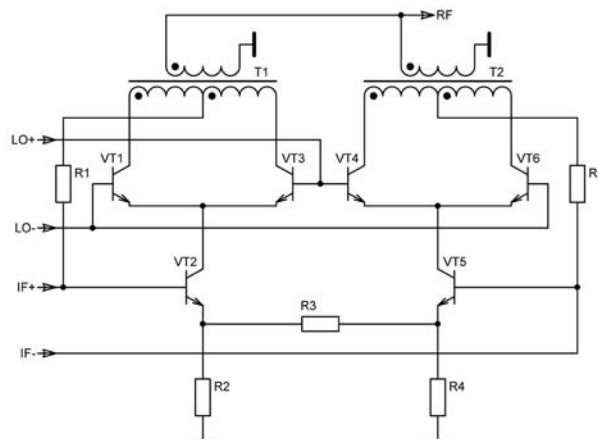
### Введение

С быстрым развитием радиосвязи и последовавшей вслед за этим теснотой в радиоэфире перед разработчиками систем связи встала нелёгкая задача по выбору путей и способов расширения динамического диапазона радиочастотных каскадов радиоприёмников и одновременного снижения их энергопотребления в портативной аппаратуре. И если для построения маломощных высокочастотных усилителей с широким динамическим диапазоном уже есть ряд возможных решений, то смеситель в построении радиоприёмных систем остаётся слабым звеном.

Используемая для линеаризации усилителей малых сигналов топология отрицательной обратной связи недавно была применена и для линеаризации активных двойных балансных смесителей<sup>1,2,3</sup>. Этот метод позволяет значительно снизить интермодуляционные искажения (IMD), но не улучшает шумовые характеристики смесителя (NF). Впоследствии для расширения динамического диапазона активного двойного балансного смесителя была адаптирована другая топология отрицательной обратной связи, которая позволила улучшить характеристики смесителя как по вносимым интермодуляционным искажениям, так и по шуму, и здесь представлены некоторые результаты этой работы.

### Активные смесители с комбинированной последовательно-параллельной ООС

Активный двойной балансный смеситель, первоначально изобретенный Ховардом Джонсом (Howard Jones) в 1966-м году<sup>4</sup>, многократно затем модифицировался и адаптировался, но проблема улучшения его линейности до сих пор разработчиками обходилась. Применение цепи комбинированной последовательно-параллельной (series/shunt) ООС, построенной по аналогии с транзисторным усилителем, позволило уменьшить интермодуляционные искажения активного двойного балансного смесителя.



**Рис.1** Активный двойной балансный смеситель с комбинированной последовательно-параллельной (series-shunt) отрицательной обратной связью

На рис.1 представлено базовое построение такого смесителя. Транзисторы  $VT_2$  и  $VT_5$  преобразуют входной дифференциальный сигнал промежуточной IF (или радио- RF) частоты  $\omega_{IF}$  в пару дифференциальных токов, которые, в свою очередь, попеременно переключаются двумя дифференциальными транзисторными парами  $VT_1:VT_3$  и  $VT_4:VT_6$  с частотой, определяемой сигналом гетеродина  $\omega_{LO}$ . В результате на коллекторах четырех транзисторов  $VT_1$ ,  $VT_3$ ,  $VT_4$  и  $VT_6$  появляются сигналы, которые можно описать следующими выражениями:

$$U_{VT1}(t) = A_{IF} \cdot G \cdot \left[ \frac{\cos(\omega_{LO}t - \omega_{IF}t)}{2} + \frac{\cos(\omega_{LO}t + \omega_{IF}t)}{2} \right] \quad [1]$$

$$U_{VT3}(t) = -A_{IF} \cdot G \cdot \left[ \frac{\cos(\omega_{LO}t - \omega_{IF}t)}{2} + \frac{\cos(\omega_{LO}t + \omega_{IF}t)}{2} \right] \quad [2]$$

$$U_{VT4}(t) = A_{IF} \cdot G \cdot \left[ \frac{\cos(\omega_{LO}t - \omega_{IF}t)}{2} + \frac{\cos(\omega_{LO}t + \omega_{IF}t)}{2} \right] \quad [3]$$

$$U_{VT6}(t) = -A_{IF} \cdot G \cdot \left[ \frac{\cos(\omega_{LO}t - \omega_{IF}t)}{2} + \frac{\cos(\omega_{LO}t + \omega_{IF}t)}{2} \right] \quad [4]$$

где:

$A_{IF}$  – амплитуда сигнала промежуточной частоты;

$\omega_{LO}$  – частота гетеродина (LO);

$\omega_{IF}$  – промежуточная частота (IF);

$G$  – коэффициент «усиления», определяемый как:

$$G = \sqrt{\frac{R_1}{R_3 + r_e}} \quad [5]$$

Второе слагаемое в знаменателе выражения [5] представляет собой нелинейное сопротивление эмиттера «усилительных» транзисторов  $VT_2$  и  $VT_5$ , которое является первоисточником интермодуляционных искажений в активном двойном балансном смесителе.

В результате совмещения четырех сигналов [1,2,3,4] с помощью гибридных трансформаторов  $T_1$  и  $T_2$  [6,7] появляется пара сигналов, поступающих в цепь обратной связи:

$$U_{\beta 1}(t) = -A_{IF} \cdot G \cdot \cos \omega_{IF} t \quad [6]$$

$$U_{\beta 2}(t) = +A_{IF} \cdot G \cdot \cos \omega_{IF} t \quad [7]$$

и выходной сигнал:

$$U_{OUT}(t) = A_{IF} \cdot G \cdot [\cos(\omega_{LO} t - \omega_{IF} t) + \cos(\omega_{LO} t + \omega_{IF} t)] \quad [8]$$

Гибридные трансформаторы служат также для подавления сигнала гетеродина LO на коллекторах переключающих транзисторов  $VT_1$ ,  $VT_3$ ,  $VT_4$  и  $VT_6$ , дополнительно улучшая таким образом качественные показатели смесителя по точке компрессии  $P_{1dB}$ . Другими представляющими интерес параметрами являются входное и выходное сопротивления, которые, при соотношении витков обмоток гибридных трансформаторов  $1:1$ , определяются выражением:

$$R_{in} = R_{out} = 2 \cdot R_L = \sqrt{R_1 \cdot (R_3 + r_e)} \quad [9]$$

где  $R_L$  – сопротивление нагрузки, подключаемой к выходу схемы (не показано).

Этот смеситель относительно прост в изготовлении и настройке. Подобный смеситель, в котором вместо гибридных трансформаторов стоит резисторная цепь<sup>1</sup>, имеет заслуживающие внимания качественные показатели<sup>2</sup> и вполне практически пригоден для использования в MMIC-устройствах (MMIC – это Monolithic Microwave Integrated Circuit, монолитная микросхема СВЧ-диапазона, – прим. переводчика).

Активный двойной балансный смеситель с комбинированной последовательно-параллельной (series-shunt) ООС по такому качественному показателю как уровень интермодуляционных искажений (IMD) превосходит построенный по традиционной схеме активный двойной балансный смеситель<sup>2</sup>, однако его шумовые свойства (NF) оставляют желать лучшего.

#### Активный смеситель с не имеющей затухания цепью ООС

В разработке усилителей малых сигналов топология не имеющей затухания цепи ООС стоит особняком как наиболее эффективный и экономичный способ достижения хороших шумовых

характеристик и малых интермодуляционных искажений<sup>8,9,10</sup>.

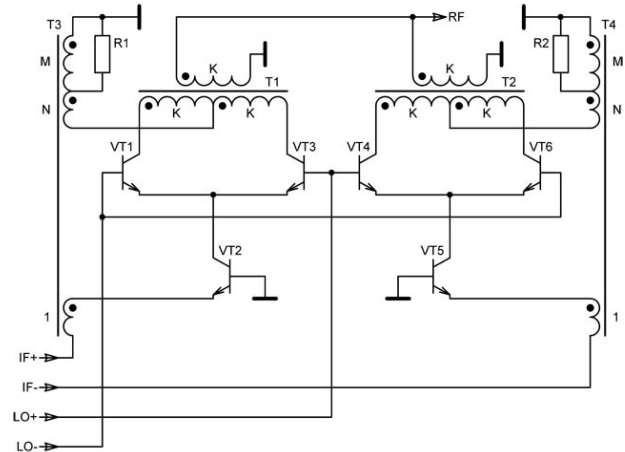


Рис.2 Активный двойной балансный смеситель с не имеющей затуханий цепью отрицательной обратной связи

Схема на рис.2 иллюстрирует, как топология не имеющей затуханий цепи ООС с одним трансформатором, применяемая в транзисторном усилителе высокой частоты, может быть адаптирована к применению в активном двойном балансном смесителе для достижения высоких качественных показателей по шумовым характеристикам (NF) и интермодуляции (IMD)<sup>11</sup>. Здесь дифференциальный сигнал промежуточной IF (или радио- RF) частоты  $\omega_{IF}$  подается на пару трансформаторов  $T_3$  и  $T_4$ , формирующих не имеющую затуханий цепи ООС, создавая в результате пару дифференциальных входных токов:

$$I_{in+}(t) = I_{VT2} + \frac{A_{IF} \cdot \cos \omega_{IF} t}{R_{in}} \quad [10]$$

$$I_{in-}(t) = I_{VT5} - \frac{A_{IF} \cdot \cos \omega_{IF} t}{R_{in}} \quad [11]$$

Входное сопротивление определяется как:

$$R_{in} = \frac{2 \cdot K^2 \cdot R_L \cdot (M + N + 1)}{M^2 \cdot (M + N)} \quad [12]$$

где:

$K$  – это соотношение витков обмоток выходных трансформаторов  $T_1$  и  $T_2$ ;  
 $M, N$  – соотношение витков обмоток трансформаторов отрицательной обратной связи  $T_3$  и  $T_4$ .

Усиливающие входной сигнал транзисторы  $VT_2$  и  $VT_5$  направляют эти входные токи через дифференциальные коммутирующие транзисторные пары  $VT_1:VT_3$  и  $VT_4:VT_6$  соответственно. В результате токи коллекторов этих транзисторов можно описать следующими выражениями:

$$I_{C1}(t) = I_{in+} \cdot \frac{1 + \cos \omega_{LO} t}{2} = I_{VT2} \cdot \frac{1 + \cos \omega_{LO} t}{2} + \frac{A_{IF}}{R_{in}} \times \left[ \cos \omega_{IF} t + \frac{\cos(\omega_{IF} t - \omega_{LO} t) + \cos(\omega_{IF} t + \omega_{LO} t)}{2} \right] \quad [13]$$

$$I_{C3}(t) = I_{in+} \cdot \frac{1 - \cos \omega_{LO} t}{2} = I_{VT2} \cdot \frac{1 - \cos \omega_{LO} t}{2} + \frac{A_{IF}}{R_{in}} \times \left[ \cos \omega_{IF} t - \frac{\cos(\omega_{IF} t - \omega_{LO} t) + \cos(\omega_{IF} t + \omega_{LO} t)}{2} \right] \quad [14]$$

$$I_{C4}(t) = I_{in-} \cdot \frac{1 - \cos \omega_{LO} t}{2} = I_{VT5} \cdot \frac{1 - \cos \omega_{LO} t}{2} - \frac{A_{IF}}{R_{in}} \times \left[ \cos \omega_{IF} t - \frac{\cos(\omega_{IF} t - \omega_{LO} t) + \cos(\omega_{IF} t + \omega_{LO} t)}{2} \right] \quad [15]$$

$$I_{C6}(t) = I_{in-} \cdot \frac{1 + \cos \omega_{LO} t}{2} = I_{VT5} \cdot \frac{1 + \cos \omega_{LO} t}{2} - \frac{A_{IF}}{R_{in}} \times \left[ \cos \omega_{IF} t + \frac{\cos(\omega_{IF} t - \omega_{LO} t) + \cos(\omega_{IF} t + \omega_{LO} t)}{2} \right] \quad [16]$$

Эти две пары дифференциальных токов затем комбинируются с помощью двух трансформаторов  $T_1$  и  $T_2$ <sup>6,7</sup>, в результате чего получаются выходные ток и напряжение радио- RF (или промежуточной IF) частоты, которые можно соответственно описать следующими выражениями:

$$I_{OUT}(t) = K \cdot (I_{C1} - I_{C3}) - K \cdot (I_{C6} - I_{C4}) = 2 \cdot A_{IF} \cdot K^2 \frac{\cos(\omega_{IF} t - \omega_{LO} t) + \cos(\omega_{IF} t + \omega_{LO} t)}{R_{in}} \quad [17]$$

$$U_{OUT}(t) = I_{OUT} \cdot R_L = 2 \cdot A_{IF} \cdot K^2 \times R_L \cdot \frac{\cos(\omega_{IF} t - \omega_{LO} t) + \cos(\omega_{IF} t + \omega_{LO} t)}{R_{in}} \quad [18]$$

а также дифференциальная пара токов отрицательной обратной связи:

$$I_{FB1}(t) = I_{C1} + I_{C3} = I_{VT2} + \frac{A_{IF} \cdot \cos \omega_{IF} t}{R_{in}} \quad [19]$$

$$I_{FB2}(t) = I_{C6} + I_{C4} = I_{VT5} - \frac{A_{IF} \cdot \cos \omega_{IF} t}{R_{in}} \quad [20]$$

которые затем поступают на выходные обмотки трансформаторов обратной связи  $T_3$  и  $T_4$  соответственно. Таким образом формируется необходимая для линеаризации смесителя цепь ООС. Номинальное значение согласующих сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  определяется из выражения:

$$R_1 = R_2 = \frac{2 \cdot K^2 \cdot R_L}{M + N} \quad [21]$$

Включение этих сопротивлений обеспечивает такое исключительно важное качество представлен-

ного смесителя, как постоянство его входного сопротивления в широком диапазоне частот входного сигнала.

### Источники интермодуляции и шума

Построенные по описанным выше схемам смесители, в которых в качестве управляемого источника тока применены либо схема с общим эмиттером с местной ООС, как в смесителе с комбинированной последовательно-параллельной ООС на **рис.1**, либо схема с общей базой, как в смесителе с не имеющей затухания цепью ООС на **рис.2**, имеют определённо различные характеристики по интермодуляции и шуму. Во-первых, искажения в управляемом источнике тока, построенном по схеме с общим эмиттером без ООС, уменьшаются с ростом частоты, тогда как искажения в источнике тока по схеме с общей базой с увеличением частоты монотонно растут<sup>12</sup>. Использование управляемого источника тока по схеме с общей базой предпочтительнее в широкополосных узлах, так как его входное сопротивление и коэффициент усиления более постоянны в широком диапазоне частот<sup>12</sup>. А вот его коэффициент шума (NF) монотонно растёт с увеличением тока смещения и в общем имеет тенденцию превысить значение аналогичного параметра в схеме управляемого источника тока с общим эмиттером<sup>12</sup>.

Если в части управляемого источника тока его коэффициент усиления и мощность шума на выходе постоянны во всем рабочем частотном диапазоне, то управление переключением транзисторов коммутирующих дифференциальных транзисторных пар прямоугольным сигналом гетеродина LO увеличит вносимый источником тока шум в  $(\pi/2)^2$  раз, то есть на 3,9 dB. Это является результатом вносимого прямоугольным сигналом гетеродина LO «шума» на ряде его частотных составляющих вплоть до промежуточной частоты IF. В итоге обобщённая мощность собственных шумов смесителя, по линейной шкале, составит:

$$NF = N_D \cdot \left( \frac{\pi}{2} \right)^2 + N_{SW} \quad [22]$$

где:

$N_{SW}$  – это шум, вносимый коммутирующими дифференциальными парами  $VT_1:VT_3$  и  $VT_4:VT_6$ ;  
 $N_D$  – это приведенный ко входу шум управляемых источников тока  $VT_2$  и  $VT_5$ <sup>13,14</sup>, состоящий из дробового шума базы транзистора ( $N_b$ ), дробового шума коллектора ( $N_c$ ) и теплового шума ( $N_t$ )<sup>13,14</sup>.

$$N_D = 1 + N_b + N_c + N_t \quad [23]$$

Что касается активного смесителя с комбинированной ООС на **рис.1**, то его шум будет скорее всего несколько выше, чем определяемый выражением [22], так как в этой схеме есть дополнительный источник теплового шума – это резисторы в цепи отрицательной обратной связи

$R_1...R_5$ , которые в этом качестве всё равно что начальный ток смещения транзисторов. Шумовые характеристики смесителя с не имеющей затухания цепью ООС на рис.2, напротив, более соответствуют выражению [22], так как вклад трансформаторов обратной связи в обобщённый коэффициент шума смесителя  $NF$  ничтожно мал. В любом случае, выражение [22] показывает, что даже с очень хорошими малошумящими транзисторами коэффициент шума  $NF$  активного двойного балансного смесителя останется высоким.

### Результаты экспериментов

Для демонстрации описанных выше двух активных смесителей с комбинированной и трансформаторной ООС были собраны и опробованы две схемы со следующими параметрами:

Транзисторы: CA3102 (Intersil, Harris, RCA)  
 Смещение:  $I_Q = 10mA$   
 $U_{B2,B5} = 2,65V$   
 $U_{B1,B3,B4,B6} = 5,0V$   
 $V_{CC} = 12,0V$

Сопротивление на входе и выходе:  $50\Omega$

Сигнал гетеродина:  $10MHz, 0dBm$

Сигналы промежуточной частоты:  $950kHz$  и  $1100kHz$

Особенности смесителя с комбинированной ООС:

$T_1, T_2$  MiniCircuits T4-1 (1:1:1)  
 $R_1, R_5$   $330\Omega$   
 $R_2...R_4$   $33\Omega$

и не имеющей потерь трансформаторной цепью ООС:

$T_1, T_2$  MiniCircuits T4-1 (1:1:1)  
 $T_3, T_4$  MiniCircuits T2-613-1 (1:1:2)  
 $R_1, R_2$   $30\Omega$

Подача дифференциального входного сигнала промежуточной частоты IF и противофазных сигналов гетеродина LO+ и LO- в обоих случаях осуществлялась при помощи входных трансформаторов типа T4-1, выпускаемых фирмой MiniCircuits. Эти доступные компоненты в коммерческом исполнении были выбраны для того, чтобы обеспечить лёгкую повторяемость испытываемых схем. Результаты тестирования двух типов смесителей иллюстрируют диаграммы на рис.3 и рис.4 и приведены в обобщающей сравнительной таблице 1. Активный смеситель с комбинированной последовательно-параллельной ООС показал вполне объяснимую высокую линейность (см. рис.3), и по этому показателю результаты тестирования, полученные для этой схемы смесителя, как в этот раз, так и ранее, вполне согласуются между собой<sup>2</sup>. Для такого построения

цепи ООС характерен резко очерченный переход в режим компрессии при увеличении уровня входного сигнала. Уровень продуктов интермодуляции на выходе смесителя в точке компрессии как минимум на  $30 dBc$  ниже уровня полезного сигнала. Нарастание уровня интермодуляционных составляющих на выходе смесителя с ростом уровня входного сигнала начинается раньше, что даёт основания сомневаться в способности такой топологии ООС противодействовать компрессии в её начальной стадии.

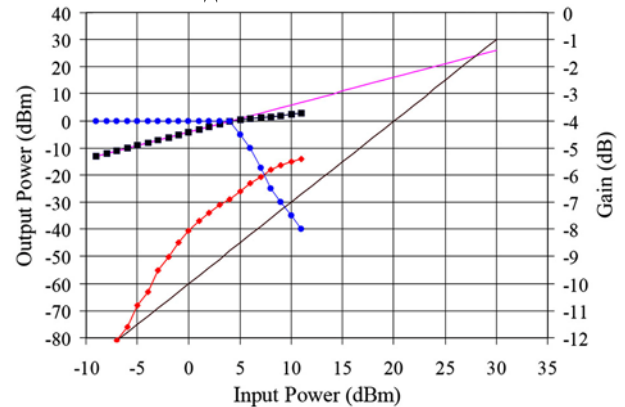


Рис.3 Зависимость уровня выходного сигнала и продуктов интермодуляции от уровня сигнала на входе для смесителя с комбинированной последовательно-параллельной (series-shunt) ООС

Рис.4 иллюстрирует результаты тестирования смесителя с не имеющей затуханий трансформаторной цепью ООС. По продуктам интермодуляции очевидно улучшение характеристики по меньшей мере на  $20 dB$ . При этом уровень интермодуляционных составляющих остаётся как минимум на  $30 dBc$  ниже уровня полезного сигнала даже тогда, когда с увеличением уровня входного сигнала точка компрессии уже слегка пройдена. Кроме того, соответствующее нарастание уровня интермодуляционных составляющих начинается по меньшей мере на  $8 dB$  позже, да и крутизна этого нарастания существенно меньше, чем в аналогичной точке предыдущего графика.

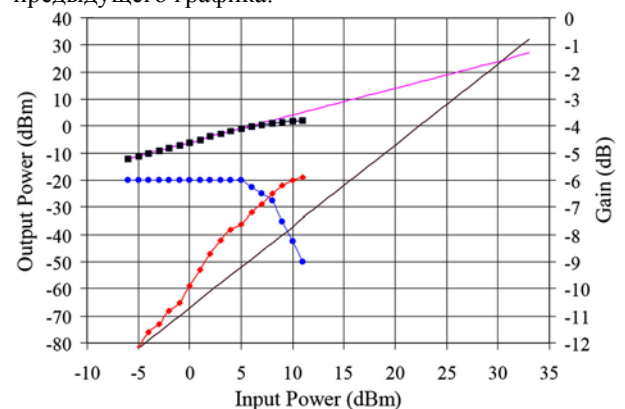


Рис.4 Зависимость уровня выходного сигнала и продуктов интермодуляции от уровня сигнала на входе для смесителя с не имеющей затуханий (lossless) трансформаторной ООС

В общих чертах основные отличия в качественных характеристиках двух типов смесителей вполне очевидны.

Табл.1

Схема	$IIP_3$	$P_{1dB}$	Gain (коэффициент передачи)	NF (коэффициент шума)
«джильбертовская ячейка» («транзисторное дерево»)	+15.75 dBm	+4.5 dBm	-2.5 dB	11.89 dB
Смеситель с комбинированной последовательно-параллельной (series/shunt) ООС (тип 2)	+28 dBm	+4 dBm	-4 dB	14.38 dB
Смеситель с не имеющей затуханий (lossless) трансформаторной ООС	+30.3 dBm	+3 dBm	-6 dB	13.80 dB

## Сравнительный анализ характеристик

Качественные характеристики описанных выше схем смесителей, а также характеристики их прототипа, – «джильбертовской ячейки» (Gilbert Cell), – сведены воедино в **таблице 1** для сравнения. Легко видеть, что смеситель с не имеющей затуханий трансформаторной цепью ООС превосходит своего предшественника, – смеситель с комбинированной последовательно-параллельной ООС, – по таким параметрам, как точка пересечения по продуктам интермодуляции 3-го порядка (input intercept points –  $IIP_3$ ) и коэффициент шума (noise figure –  $NF$ ). Различие шумовых характеристик трёх приведенных схем смесителей вполне согласуется с общепринятой теорией относительно влияния обратной связи на шумовые свойства четырёхполосника<sup>15</sup>.

## Заключение

Как было показано выше, введением отрицательной обратной связи динамический диапазон активного смесителя может быть расширен так же, как это широко используется в усилителях малых сигналов. Приведенные здесь результаты тестирования демонстрируют, что смеситель с не имеющей затуханий трансформаторной цепью отрицательной обратной связи имеет в общем лучшие, чем описанный ранее смеситель с комбинированной последовательно-параллельной ООС, качественные показатели по интермодуляции (IMD) и шуму (NF), а также дополнительное расширение динамического диапазона по сравнению с широко распространённой «джильбертовской ячейкой».

©CHRIS TRASK, 2000

©Задорожный Сергей Михайлович (перевод на русский), 2006

## Литература:

1. Trask, Chris, «Feedback Technique Improves Active Mixer Performance»; *RF Design*, September 1997, pp.46-52.
2. Trask, Chris, «A Linearized Active Mixer», *Proceeding RF Design 98*, San Jose, California, October 1998, pp.13-23.
3. Patent pending.
4. Jones, Howard E., «Dual Output Synchronous Detector Utilizing Transistorized Differential Amplifiers», US Patent 3,241,078, 15 March 1966.
5. Seader, L.Dand J.E. Sterrett, «Unit Transistor Amplifier with Matched Input and Output Impedances», US Patent 3,493,882, 3 February 1970.
6. Sartori, Eugene F., «Hybrid Transformers», *IEEE Transactions on Parts, Materials and Packaging*, Vol. PMP-4, No.3, September 1968, pp.59-66.
7. Bode, Hendrik W., «Coupling Network», US Patent 2,337,965, 28 December 1943.
8. Norton, David E., and Allen F. Podell, «Transistor Amplifier with Impedance Matching Transformer», US Patent 3,891,934, 24 June 1975.
9. Norton, David E., «High Dynamic Range Transistor Amplifiers Using Lossless Feedback», *Proceedings of the 1975 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp.438-440.
10. Norton, David E., «High Dynamic Range Transistor Amplifiers with Lossless Feedback», *Microwave Journal*, May 1976, pp.53-57.
11. Patent pending.
12. 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.
13. Hull, C.D., «Analysis and Optimization of Monolithic RF Downconversion Receivers», Ph.D. dissertation, University of California Berkeley, 1992.
14. Fong, K.L., «Design and Optimization Techniques for Monolithic RF Downconversion Mixers», Ph.D. dissertation, University of California Berkeley, 1997.
15. Lam, V.M.T., C.R. Poole, and P.C.L. Yip, «Exact Noise Figure of a Noisy Two-Port with Feedback», *Proceeding of the IEE*, Part G, Vol.139, No.4, August 1992, pp.473-476.