

Анализ пассивного смесителя частот с управлением по току с учетом резонансной схемы входного импеданса

Т.Д. Чан, А.С. Коротков

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, г. Санкт-Петербург,
chan.td@edu.spbstu.ru

Аннотация — В работе приводится обобщенная методика расчета схемы пассивного смесителя частот с управлением по току на любой промежуточной частоте с учетом резонансного характера входного импеданса источника тока и выходной нагрузки. Схема смесителя моделируется в среде Micro-Cap и результат сравнивается с расчетом. Предложена цепь компенсации гармоник на выходе плеч. Эта цепь позволяет существенно подавить уровень гармоник и повысить передаточный импеданс смесителя. Рассмотрены частотные зависимости передаточного импеданса.

Ключевые слова — передаточный импеданс, схема коммутации ключей, компенсация гармоник, МОП-транзистор.

I. ВВЕДЕНИЕ

Преобразование частоты, известное как смешивание сигналов, является основой работы как передающего, так и приемного тракта высокоскоростных беспроводных систем связи. Эту функцию выполняют смесители частот, которые представляют основные блоки для построения таких радиочастотных систем. В общем случае смесители частот классифицируют на 2 основные группы: активные – на полевых [1], биполярных транзисторах [2] в активном или ключевом режимах, на основе схемы Гильберта [3][4] и пассивные – на диодах [5], полевых транзисторах, работающих при нулевом смещении [6][7], на основе схемы с управлением по току [8]. Среди этих типов, на сегодняшний день основное внимание в исследованиях уделяется смесителям частот на основе схемы с коммутационным управлением по току. Преимуществами этой схемы перед другими являются высокая линейность и низкий уровень фликкерного шума. Благодаря этому, пассивные смесители с управлением по току находят свое применение в различных современных беспроводных системах: интернет вещей [9], [10]; мобильные системы пятого поколения [11], [12]; сенсорные сети [13].

Схема пассивного смесителя частот с управлением по току исследована во многих работах, но с ограничениями. В [14], [15] результаты анализа имеет сравнительно невысокую точность при малом входном импедансе или малом сопротивлении нагрузки. В [16], входной импеданс представляется резистором, и, следовательно, не учитывается влияние выходной

емкости и индуктивности входного источника тока. В данной работе представлена методика расчета передаточного импеданса $Z_{см}$ пассивного смесителя частот с управлением по току на произвольной промежуточной частоте с учетом резонансного характера входного импеданса источника тока, который представляется как RLC -контур, и импеданса нагрузки.

II. АНАЛИЗ СХЕМЫ СМЕСИТЕЛЯ

На рис. 1 представлена структурная схема пассивного смесителя частот с управлением по току. Ключи (транзисторы в ключевом режиме) периодически коммутируются с частотой гетеродина f_r с помощью импульсного сигнала гетеродина $V_{0k}(t)$. В схеме использованы следующие обозначения: $i_{вх}(t)$ – входной ток, $u_{вх}(t)$ – входное напряжение, $R_{вх} L_{вх} C_{вх}$ – цепь – входная резонансная схема, $Z_n(j\omega)$ – импеданс цепи нагрузки, $i_{вх1}(t)$ – ток, поступающий в переключаемую часть смесителя, $i_k(t)$ – ток, протекающий через k -ое плечо, $i_{вх2}(t)$ – ток, протекающий через входной импеданс, $u_k(t)$ – напряжение на k -ом плече, C – разделительный конденсатор.

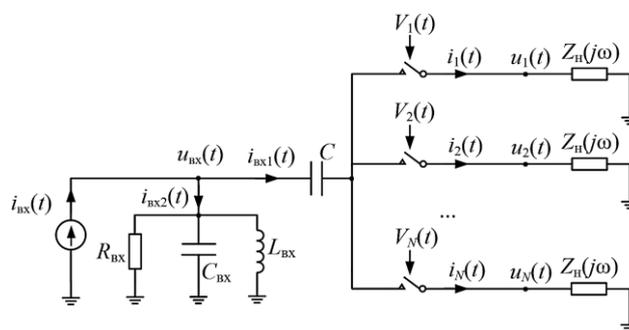


Рис. 1. Структурная схема пассивного смесителя частот с управлением по току с учетом резонансной схемы входного импеданса

A. Расчет тока, протекающий через k -ое плечо

В каждом периоде только k -ое плечо подключено к входу на отрезке времени $\tau = T_r/N$, где $T_r = 1/f_r$ –

период сигнала гетеродина, N – количество плеч, и на этом отрезке времени ток $i_k(t)$ равен току $i_{\text{вх1}}(t)$:

$$i_k(t) = i_{\text{вх1}}(t)V_k(t), \quad (1)$$

где: $V_k(t) = V_{0k}(t)/V_0$ – нормированная управляющая функция k -го ключа, показанная на рис. 2, V_0 – максимальное значение сигнала гетеродина. Функция $V_k(t)$ раскладывается в ряд Фурье:

$$V_k(t) = \frac{a_{0,k}}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} a_{n,k} \cos\left(\frac{2n\pi t}{T_r}\right) + \sum_{n=1}^{+\infty} b_{n,k} \sin\left(\frac{2n\pi t}{T_r}\right).$$

Определим коэффициенты:

$$a_{0,k} = \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} V_k(t) dt = \frac{2}{N},$$

$$a_{n,k} = \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} V_k(t) \cos\left(\frac{2n\pi t}{T_r}\right) dt =$$

$$= \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{N}\right) \cos\left(\frac{n(2k-1)\pi}{N}\right),$$

$$b_{n,k} = \frac{2}{T_r} \int_0^{T_r} V_k(t) \sin\left(\frac{2n\pi t}{T_r}\right) dt =$$

$$= \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{N}\right) \sin\left(\frac{n(2k-1)\pi}{N}\right).$$

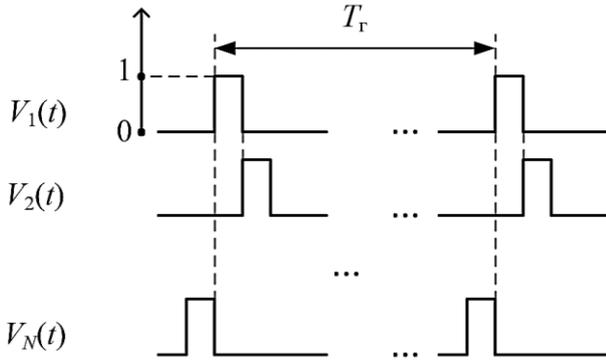


Рис. 2. Нормированная управляющая функция k -го ключа $V_k(t)$

Функция $V_k(t)$ может быть представлена в более общем виде:

$$V_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} (a_{|n|,k} - j \text{sign}(n) b_{|n|,k}) e^{jn\omega_r t}.$$

Применив преобразование Фурье с учетом теоремы о частотном сдвиге, получим для тока (1):

$$I_k(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} (a_{|n|,k} + j \text{sign}(n) b_{|n|,k}) I_{\text{вх1}}(j\omega + nj\omega_r). \quad (2)$$

Таким образом, ток $I_k(j\omega)$ является суммой преобразований Фурье $I_{\text{вх1}}(j\omega)$ для тока, поступающего в переключаемую часть смесителя с частотными сдвигами $n\omega_r$ и соответствующими весовыми коэффициентами.

В. Расчет выходного напряжения плеча $U_k(j\omega)$

Определим напряжение k -ого плеча $U_k(j\omega)$:

$$U_k(j\omega) = Z_{\text{н}}(j\omega) I_k(j\omega). \quad (3)$$

Из (2) и (3) получим:

$$U_k(j\omega) = Z_{\text{н}}(j\omega) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} (a_{|n|,k} + j \text{sign}(n) b_{|n|,k}) \times I_{\text{вх1}}(j\omega + nj\omega_r). \quad (4)$$

С. Расчет входного напряжения $U_{\text{вх}}(j\omega)$

Входное напряжение определяется соотношением:

$$u_{\text{вх}}(t) = u_c(t) + R_T i_{\text{вх1}}(t) + \sum_{k=1}^N u_k(t) V_k(t), \quad (5)$$

где R_T – внутреннее сопротивление ключа в открытом состоянии; $u_c(t)$ – напряжение на конденсаторе C . Применив преобразование Фурье для выражения (5), получим:

$$U_{\text{вх}}(j\omega) = (R_T + Z_C(j\omega)) I_{\text{вх1}}(j\omega) + \sum_{k=1}^N \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} (a_{|m|,k} + j \text{sign}(m) b_{|m|,k}) U_k(j\omega + mj\omega_r), \quad (6)$$

где $U_{\text{вх}}(j\omega)$ – образ в частотной области напряжения $u_{\text{вх}}(t)$. Из (4) и (6) получим:

$$\begin{aligned} U_{\text{вх}}(j\omega) &= (R_T + Z_C(j\omega)) I_{\text{вх1}}(j\omega) + \\ &+ \sum_{k=1}^N \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{4} (a_{|m|,k} + j \text{sign}(m) b_{|m|,k}) (a_{|n|,k} + j \text{sign}(n) b_{|n|,k}) \times \\ &\times Z_{\text{н}}(j\omega + mj\omega_r) I_{\text{вх1}}(j\omega + (n+m)j\omega_r) = \\ &= (R_T + Z_C(j\omega)) I_{\text{вх1}}(j\omega) + \\ &+ \sum_{p=-\infty}^{+\infty} I_{\text{вх1}}(j\omega + pNj\omega_r) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} N e^{-jp\pi} A_m A_{pN-m} Z_{\text{н}}(j\omega + mj\omega_r) = \\ &= (R_T + Z_C(j\omega)) I_{\text{вх1}}(j\omega) + \sum_{p=-\infty}^{+\infty} Q(p, \omega) I_{\text{вх1}}(j\omega + pNj\omega_r), \end{aligned}$$

где $A_m = \text{sinc}(m\pi/N)/N$, $p = \text{ent}[(m+n)/N]$ – целая часть отношения $(m+n)/N$,

$$Q(p, \omega) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} N e^{-jp\pi} A_m A_{pN-m} Z_{\text{н}}(j\omega + mj\omega_r).$$

D. Система уравнений для расчета тока $I_{\text{BX1}}(j\omega)$

Представим выражение для токов схемы следующим образом:

$$\begin{aligned} I_{\text{BX1}}(j\omega) + U_{\text{BX}}(j\omega)/Z_{\text{BX}}(j\omega) &= I_{\text{BX}}(j\omega) \\ \Leftrightarrow Z_1(j\omega)I_{\text{BX1}}(j\omega) &+ \\ + \sum_{p=-\infty}^{+\infty} Q(p, \omega) I_{\text{BX1}}(j\omega + pNj\omega_r) &= Z_{\text{BX}}(j\omega)I_{\text{BX}}(j\omega), \quad (7) \end{aligned}$$

где $Z_1(j\omega) = Z_{\text{BX}}(j\omega) + R_r + Z_C(j\omega)$,

$$Z_{\text{BX}}(j\omega) = \frac{1}{1/R_{\text{BX}} + j\omega C_{\text{BX}} + 1/(j\omega L_{\text{BX}})}.$$

Если входной ток представлен как комплексный сигнал $i_{\text{BX}}(t) = I_{\text{BX}} e^{j\omega_{\text{BX}} t}$ с амплитудой I_{BX} и частотой ω_{BX} , то ток $I_{\text{BX1}}(j\omega)$ описывается составляющими на частотах $\omega_{\text{BX}} + rN\omega_r$, где целое число r характеризует частотный сдвиг $rN\omega_r$ данных составляющих по сравнению с основной составляющей на частоте ω_{BX} . Таким образом, для каждой частоты $\omega = \omega_{\text{BX}} + rN\omega_r$ из (7) получим уравнение:

$$\begin{aligned} Z_1(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_r)I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_r) &+ \\ + \sum_{p=-\infty}^{+\infty} Q(p, \omega_{\text{BX}} + rN\omega_r)I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}} + (r+p)Nj\omega_r) &= \\ = Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_r)I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_r). \end{aligned}$$

Тогда, для всего множества значений r имеем систему уравнений матричного вида относительно комплексного сигнала входного тока:

$$[A][I_{\text{BX1}}] = \begin{bmatrix} \dots \\ 0 \\ Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) \\ 0 \\ \dots \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где

$$[I_{\text{BX1}}] = \begin{bmatrix} \dots \\ I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}} + Nj\omega_r) \\ I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}}) \\ I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}} - Nj\omega_r) \\ \dots \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned} [A] &= \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & Z_1(j\omega_{\text{BX}} + Nj\omega_r) & 0 & 0 & \dots \\ \dots & 0 & Z_1(j\omega_{\text{BX}}) & 0 & \dots \\ \dots & 0 & 0 & Z_1(j\omega_{\text{BX}} - Nj\omega_r) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} + \\ + &\begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & Q(0, \omega_{\text{BX}} + N\omega_r) & Q(-1, \omega_{\text{BX}} + N\omega_r) & Q(-2, \omega_{\text{BX}} + N\omega_r) & \dots \\ \dots & Q(1, \omega_{\text{BX}}) & Q(0, \omega_{\text{BX}}) & Q(-1, \omega_{\text{BX}}) & \dots \\ \dots & Q(2, \omega_{\text{BX}} - N\omega_r) & Q(1, \omega_{\text{BX}} - N\omega_r) & Q(0, \omega_{\text{BX}} - N\omega_r) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Решение системы уравнений (8) приведено в приложении:

$$\begin{aligned} [I_{\text{BX1}}] &= \frac{I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})}{Z_2(j\omega_{\text{BX}})} \times \\ \times &\begin{bmatrix} \dots \\ -c/(b(b+N)(1+g)Z_2(j\omega_{\text{BX}} + Nj\omega_r)) \\ 1 - c/((1+g)b^2Z_2(j\omega_{\text{BX}})) \\ -c/(b(b-N)(1+g)Z_2(j\omega_{\text{BX}} - Nj\omega_r)) \\ \dots \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

В процессе преобразования необходимо выделить основную составляющую $I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}})$ и подавить комбинационные гармоники $I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_r)$.

E. Расчет передаточного импеданса одного плеча

Из формулы (4) имеем составляющую выходного напряжения на первом плече ($k=1$) на промежуточной частоте $\omega_{\text{пч}} = \omega_{\text{BX}} - \omega_r$:

$$\begin{aligned} U_1(j\omega_{\text{BX}} - j\omega_r) &= Z_{\text{H}}(j\omega_{\text{BX}} - j\omega_r) \times \\ \times &\sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} (a_{|m|,1} + j\text{sign}(m)b_{|m|,1}) I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}} + (m-1)j\omega_r). \end{aligned}$$

Так как ток $I_{\text{вх}1}(j\omega)$ определяется составляющими только на частотах $\omega_{\text{вх}} + rN\omega_{\Gamma}$, то передаточный импеданс одного плеча определяется выражением:

$$Z = \frac{U_1(j\omega_{\text{вх}} - j\omega_{\Gamma})}{I_{\text{вх}}(j\omega_{\text{вх}})} = \sin(\pi/N)e^{j\pi/N} \times \times \frac{Z_{\text{вх}}(j\omega_{\text{вх}})Z_{\text{н}}(j\omega_{\text{вх}} - j\omega_{\Gamma})}{\pi Z_2(j\omega_{\text{вх}})} \left(1 - \sum_{r=-\infty}^{+\infty} \frac{c}{Z_2(j\omega_{\text{вх}} + rNj\omega_{\Gamma})}\right) \times \times \frac{1}{b(1+g)(rN+1)(rN+b)} \quad (9)$$

III. КОМПЕНСАЦИЯ ГАРМОНИК

Напряжение $U_k(j\omega)$ состоит из составляющих на частотах $\omega_{\text{вх}} + q\omega_{\Gamma}$, где q – номер гармоники частоты гетеродина. Тогда, согласно (4):

$$U_k(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma}) = Z_{\text{н}}(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma}) \times \times \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_m e^{j\varphi_{m,k}} I_{\text{вх}1}(j\omega_{\text{вх}} + (q+m)j\omega_{\Gamma}) = = Z_{\text{н}}(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma}) \sum_{r=-\infty}^{+\infty} A_{rN-q} e^{j\varphi_{rN-q,k}} I_{\text{вх}1}(j\omega_{\text{вх}} + rNj\omega_{\Gamma}),$$

где $q+m=rN$, $\varphi_{m,k} = m(2k-1)\pi/N$. Далее выразим напряжение плеча с номером $k+d$ через напряжение k -ого плеча:

$$U_{k+d}(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma}) = Z_{\text{н}}(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma}) \times \times \sum_{r=-\infty}^{+\infty} A_{rN-q} e^{j\varphi_{rN-q,k+d}} I_{\text{вх}1}(j\omega_{\text{вх}} + rNj\omega_{\Gamma}) = = e^{-j2\pi dq/N} U_k(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma}).$$

Это значит, что напряжение $U_{k+d}(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma})$ равно напряжению $U_k(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma})$ по величине, но со сдвигом фазы $-2\pi dq/N$. Тогда:

$$U_k(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma}) = e^{-j2\pi q(k-1)/N} U_1(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma}).$$

Для подавления комбинационных гармоник на выходе используется цепь компенсации гармоник на основе сумматора и фазовращателей, показанная на рис. 3.

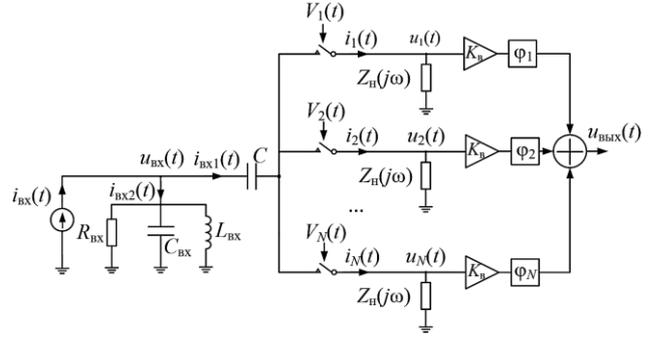


Рис. 3. Схема смесителя с цепью компенсации (суммирования) гармоник

На сумматор выходное напряжение в k -ом плече добавляется с весовым коэффициентом $K_{\text{в}}$ и с фазой $\varphi_k = \varphi_0 - 2\pi k/N$, где φ_0 – начальный сдвиг фазы. Тогда, на сумматор поступают сигналы вида:

$$U_k(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma}) K_{\text{в}} e^{j(\varphi_0 - 2\pi k/N)} = = e^{-j2\pi(kq+k-q)/N} U_1(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma}) K_{\text{в}} e^{j\varphi_0}.$$

Эти напряжения суммируются. При этом выходное напряжение после суммирования определяется выражением:

$$U_{\text{ввых}}(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma}) = U_1(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma}) \times \times K_{\text{в}} e^{j\varphi_0} e^{j2\pi q/N} \sum_{k=1}^N \left(e^{-j2\pi(q+1)/N} \right)^k.$$

Если $q \neq rN - 1$, то $U_{\text{ввых}}(j\omega_{\text{вх}} + jq\omega_{\Gamma}) = 0$. Если $q = rN - 1$, то

$$U_{\text{ввых}}(j\omega_{\text{пч}} + rNj\omega_{\Gamma}) = U_1(j\omega_{\text{пч}} + rNj\omega_{\Gamma}) \times \times NK_{\text{в}} e^{j(\varphi_0 - 2\pi/N)}. \quad (10)$$

При этом из (10) следует, что выходное напряжение после суммирования состоит из гармоник на частотах $\omega_{\text{пч}} + rN\omega_{\Gamma}$, и их амплитуды увеличиваются в $NK_{\text{в}}$ раз. Тогда, передаточный импеданс одного плеча, рассчитанный в (9), также увеличивается в $NK_{\text{в}}$ раз. Кроме того, остальные комбинационные гармоники на выходе компенсируются в случае полного равенства параметров плеч смесителя. При этом передаточный импеданс смесителя записывается в виде:

$$Z_{\text{см}} = \frac{U_{\text{ввых}}(j\omega_{\text{вх}} - j\omega_{\Gamma})}{I_{\text{вх}}(j\omega_{\text{вх}})} = NK_{\text{в}} \sin(\pi/N) e^{j(\varphi_0 - \pi/N)} \times \times \frac{Z_{\text{вх}}(j\omega_{\text{вх}})Z_{\text{н}}(j\omega_{\text{вх}} - j\omega_{\Gamma})}{\pi Z_2(j\omega_{\text{вх}})} \left(1 - \sum_{r=-\infty}^{+\infty} \frac{c}{Z_2(j\omega_{\text{вх}} + rNj\omega_{\Gamma})}\right) \times \times \frac{1}{b(1+g)(rN+1)(rN+b)}. \quad (11)$$

Таким образом, передаточный импеданс увеличивается в NK_B раз по сравнению с передаточным импедансом одного плеча.

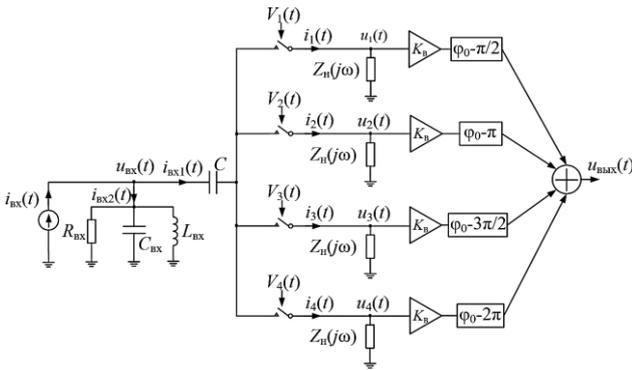


Рис. 4. Обобщенная схема смесителя частоты при $N = 4$

Как пример, рассмотрим случай $N = 4$. Обобщенная схема для данного случая представлена на рис. 4. Для сдвига фазы $\pi/2$ при $\omega_{вх} > \omega_r$ используются RC -цепи ФВЧ (между узлами A, C) и ФНЧ (между узлами B, D), как показано на рис. 5. При $\omega_{вх} < \omega_r$, RC -цепи следует переставить местами. Значения R_1 и C_1 выбираются так, чтобы выполнялось условие $R_1 = 1/(\omega_{пч} C_1)$. Сдвиги фаз в плечах схемы на рис. 5 на промежуточной частоте $\omega_{пч}$ составляют: 1-ое плечо $\pi/4$, 2-ое плечо $-\pi/4$, 3-е плечо $-3\pi/4$, 4-ое плечо $-5\pi/4$. Схема на рис. 5 соответствует схеме на рис. 4 с $\phi_0 = 3\pi/4$.

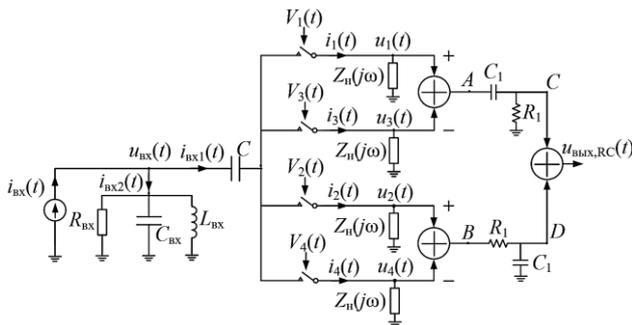


Рис. 5. Схема смесителя частот с RC -цепью комбинации гармоник при $N = 4$

При этом выходное напряжение после суммирования определяется выражением:

$$U_{\text{вых,RC}}(j\omega_{пч}) = 2\sqrt{2}U_1(j\omega_{пч})e^{j\pi/4}.$$

Весовой коэффициент $K_B = 1/\sqrt{2}$. Таким образом, передаточный импеданс увеличивается в $2\sqrt{2}$ раз по сравнению с передаточным импедансом одного плеча.

IV. РЕЗУЛЬТАТ МОДЕЛИРОВАНИЯ

При моделировании схемы пассивного смесителя с управлением по току (рис. 5) задаются следующие

параметры: амплитуда входного тока $i_{вх}(t)$ 1 мА; каждое плечо является параллельной RC -цепью $R_H = 500\text{Ом}$, $C_H = 5\text{пФ}$; входной импеданс является параллельной RLC -цепью: $R_{вх} = 400\text{Ом}$, $C_{вх} = 3.135\text{пФ}$, $L_{вх} = 2\text{нГ}$; сопротивление ключа в открытом состоянии $R_T = 100\text{Ом}$; число плеч $N = 4$.

Зависимость модуля передаточного импеданса $Z_{см}$ от входной частоты $f_{вх}$ при неизменной промежуточной частоте $f_{пч} = 10\text{МГц}$ показана на рис. 6. Зависимость модуля передаточного импеданса $Z_{см}$ от промежуточной частоты $f_{пч}$ при неизменной частоте гетеродина $f_r = 2\text{ГГц}$ показана на рис. 7. В данном случае $R_1 = 5\text{кОм}$, $C_1 = 3.183\text{пФ}$. Результаты расчета и моделирования совпадают с высокой точностью (ошибка составляет менее 0,5%). Таким образом, на графиках, точки, соответствующие моделированию и расчету, совпадают.

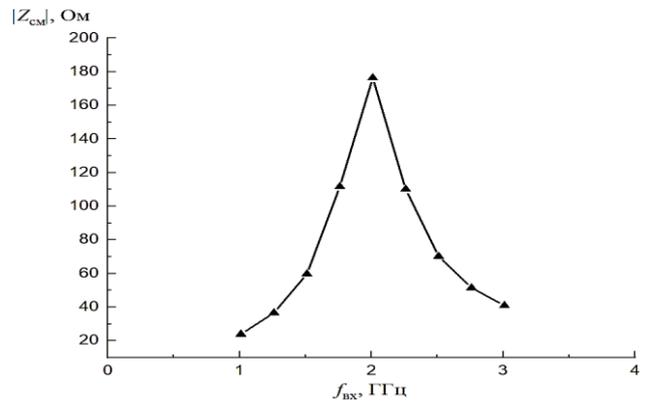


Рис. 6. Зависимость модуля передаточного импеданса от входной частоты при неизменной промежуточной частоте $f_{пч} = 10\text{МГц}$.

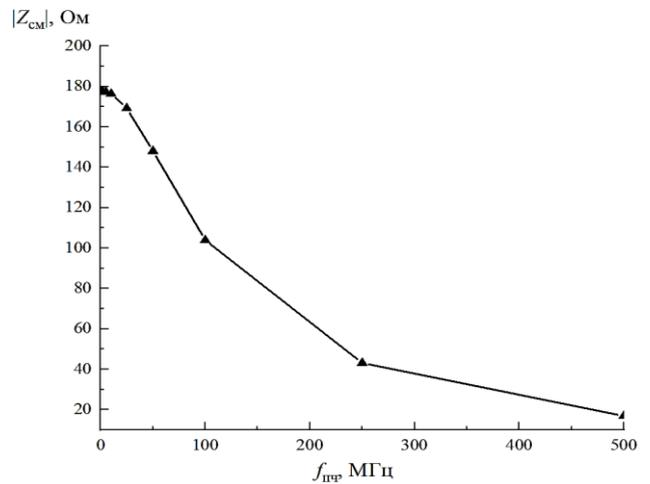


Рис. 7. Зависимость модуля передаточного импеданса от промежуточной частоты при неизменной частоте гетеродина $f_r = 2\text{ГГц}$

Выходное напряжение $U_{\text{вых},RC}$ в $2\sqrt{2}$ раз больше, чем напряжение U_1 . Комбинационные гармоники напряжения $U_{\text{вых},RC}$ на частотах $\omega_{\text{вх}} + q\omega_{\text{г}}$, где q – четное целое число, полностью компенсируются. Однако, иные комбинационные гармоники напряжения $U_{\text{вых},RC}$ больше, чем соответствующие комбинационные гармоники напряжения U_1 .

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлены результаты анализа схемы пассивного смесителя с управлением по току с учетом резонансного характера входного импеданса, который соответствует нагрузочной избирательной цепи малошумящего усилителя преселектора приемного тракта. Выведено выражение (11) для передаточного импеданса схемы $Z_{\text{см}}$. В отличие от известных работ результаты справедливы при любой промежуточной частоте, включая нулевую, которая применяется в гомодинных приемниках [17] (в этом случае в выражении (11) имеет место равенство $\omega_{\text{вх}} = \omega_{\text{г}}$) и учитывают резонансный характер входного импеданса $Z_{\text{вх}}(j\omega)$ и выходной импеданс нагрузки $Z_{\text{н}}(j\omega)$. Представленные соотношения позволяют определять выходной сигнал на промежуточной частоте с учетом гармоник частоты гетеродина. Моделирование схемы смесителя в среде Micro-Cap подтвердило справедливость полученных результатов.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Предполагаем, что нагрузка $Z_{\text{н}}(j\omega)$ является параллельной RC-цепью (резистор $R_{\text{н}}$ и конденсатор $C_{\text{н}}$ соединены параллельно). Представим выражение для $Q(p, \omega)$:

$$Q(p, \omega) = Ne^{-jp\pi} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_m A_{pN-m} Z_{\text{н}}(j\omega + mj\omega_{\text{г}}).$$

Выразим сумму в функции $Q(p, \omega)$ с помощью дискретной свертки вида:

$$y[h] = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_{h-m} (A_m Z_{\text{н}}(j\omega + mj\omega_{\text{г}})).$$

Функция $y[h]$ является дискретной сверткой от $x_1[h]$ и $x_2[h]$, где h – целое число:

$$y[h] = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x_1[h-m]x_2[m] = x_1[h] * x_2[h].$$

Вычислим полученную сумму с помощью следующего алгоритма: а) осуществим прямое дискретное

преобразование Фурье для функций $x_1[h]$ и $x_2[h]$ в частотную область $\omega_{\text{д}}$ (отметим, что переменная $\omega_{\text{д}}$ является параметром преобразования и не равна переменной ω в выражении для $x_2[h]$); б) перемножив полученный результат $X_1(\omega_{\text{д}})X_2(\omega_{\text{д}})$, где $X_1(\omega_{\text{д}})$ – дискретное преобразование Фурье для $x_1[h]$, $X_2(\omega_{\text{д}})$ – дискретное преобразование Фурье для $x_2[h]$, определим свертку в частотной области как $Y(\omega_{\text{д}}) = X_1(\omega_{\text{д}})X_2(\omega_{\text{д}})$; в) осуществим обратное дискретное преобразование Фурье для функции $Y(\omega_{\text{д}})$ и, следовательно, получим выражение для просуммированного значения $y[h]$. Окончательно, определим:

$$Q(p, \omega) = \frac{jA_{pN}N}{a\omega_{\text{г}}C_{\text{н}}} + Ne^{-jp\pi} \frac{j \sin(a(\pi - \pi/N)) \sin((a - pN)\pi/N)}{a\pi(pN - a)\omega_{\text{г}}C_{\text{н}} \sin(a\pi)},$$

где

$$a = -\frac{1 + j\omega_{\text{вх}}R_{\text{н}}C_{\text{н}}}{j\omega_{\text{г}}R_{\text{н}}C_{\text{н}}}.$$

Выделим комбинационные частоты $\omega = \omega_{\text{вх}} + rN\omega_{\text{г}}$:

$$Q(p, \omega_{\text{вх}} + rN\omega_{\text{г}}) = \frac{c}{(b + rN)(b + rN + pN)} - \frac{jA_{pN}N}{(b + rN)\omega_{\text{г}}C_{\text{н}}},$$

где

$$b = \frac{1 + j\omega_{\text{вх}}R_{\text{н}}C_{\text{н}}}{j\omega_{\text{г}}R_{\text{н}}C_{\text{н}}},$$

$$c = \frac{jN \sin(b(\pi - \pi/N)) \sin(b\pi/N)}{\pi\omega_{\text{г}}C_{\text{н}} \sin(b\pi)}.$$

Из результата расчета $Q(p, \omega)$ имеем следующую эквивалентную систему уравнений:

$$([D] + [F] + [E])[I_{\text{вх}1}] = \frac{Z_{\text{вх}}(j\omega_{\text{вх}})}{R_{\text{г}} + Z_{\text{вх}}(j\omega_{\text{вх}})} [I_{\text{вх}}] \quad (12)$$

где

$$[I_{\text{вх}}] = \begin{bmatrix} \dots \\ 0 \\ 0 \\ \dots \end{bmatrix}, [D_1] = \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \frac{c}{Z_1(j\omega_{\text{вх}} + Nj\omega_r)} & 0 & 0 & \dots \\ \dots & 0 & \frac{c}{Z_1(j\omega_{\text{вх}})} & 0 & \dots \\ \dots & 0 & 0 & \frac{c}{Z_1(j\omega_{\text{вх}} - Nj\omega_r)} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}, [D] = [D_1][D_2][D_2]^T,$$

$$[D_2] = \begin{bmatrix} \dots \\ 1/(b+N) \\ 1/b \\ 1/(b-N) \\ \dots \end{bmatrix}, [F] = \frac{1}{j\omega_r C_H} \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & 1/F_1(1) & 0 & 0 & \dots \\ \dots & 0 & 1/F_1(0) & 0 & \dots \\ \dots & 0 & 0 & 1/F_1(-1) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}, F_1(s) = (b + sN)(Z_{\text{вх}}(j\omega_{\text{вх}} + sNj\omega_r) + R_T),$$

[E] – единичная матрица.

Для решения системы (12) необходимо найти обратную матрицу $([D] + [F] + [E])^{-1}$. Воспользуемся теоремой, которая приведена в [18]. Окончательно, решение исходной системы уравнений:

$$[I_{\text{вх}1}] = \frac{I_{\text{вх}}(j\omega_{\text{вх}})Z_{\text{вх}}(j\omega_{\text{вх}})}{Z_2(j\omega_{\text{вх}})} \times \begin{bmatrix} \dots \\ -c/(b+N)(1+g)Z_2(j\omega_{\text{вх}} + Nj\omega_r) \\ 1 - c/(1+g)b^2Z_2(j\omega_{\text{вх}}) \\ -c/(b-N)(1+g)Z_2(j\omega_{\text{вх}} - Nj\omega_r) \\ \dots \end{bmatrix},$$

где

$$Z_2(j\omega) = Z_{\text{вх}}(j\omega) + R_T + Z_C(j\omega) + Z_H(j\omega),$$

$$Z_H(j\omega) = R_H / (1 + j\omega R_H C_H),$$

$$b = (j\omega_{\text{вх}} R_H C_H + 1) / (j\omega_r R_H C_H),$$

$$g = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} c / ((b + lN)^2 Z_2(j\omega_{\text{вх}} + lNj\omega_r)).$$

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Романюк В.А., Аунг Бо Бо Хэйн. Проектирование схем активных смесителей СВЧ для обеспечения максимума усиления преобразования // ИзвВУЗов. Электроника. 2012. № 4. С. 60.
- [2] Коколов А.А., Помазанов А.В., Шеерман Ф.И., Шутов Е.А., Бабак Л.И., Кулинич И.В. Двойной балансный активный субгармонический смеситель К-диапазона на основе 0,25 мкм SiGe-БиКМОП-технологии / Сб. трудов XV Международной НПК «Электронные средства и системы управления». Томск. 20–22 ноября 2019. Томск: В-Спектр. 2019. Т. 1. С. 60–64.
- [3] Коротков А.С. Двойной балансный смеситель на МОП-транзисторах // Микроэлектроника. 2011. Т. 40. № 2. С. 140–153.
- [4] Будяков А.С., Будяков П.С., Прокопенко Н.Н. Сравнительный анализ активных SiGe смесителей миллиметрового диапазона // Проблемы разработки

- перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2012. Вып. 1. С. 298–301.
- [5] Коротков А.С., Головань О.А. Анализ нелинейных искажений в диодных смесителях в обобщенном матричном виде с использованием рядов Вольтерра // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2021. Вып. 3. С. 182–189.
- [6] Аверина Л. И., Бобрешов А. М., Шапошникова Ж. В. Моделирование резистивного смесителя в нелинейном режиме // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2010. Т. 13. № 4. С. 51–56.
- [7] Мальцев П.П., Гнатюк Д.Л., Матвеев О.С., Путинцев Б.Г. Приемопередающие МИС на нитриде галлия диапазона 60 ГГц // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2020. Вып. 4. С. 208–211.
- [8] Iotti L., Krishnamurthy S., LaCaille G., Niknejad A. M. A Low-Power 70–100-GHz Mixer-First RX Leveraging Frequency-Translational Feedback // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2020. V. 55. № 8. P. 2043–2054.
- [9] Cao P., Xing X., Feng H., Wang Z. A Novel Cascode Mixer for NB-IoT Transceiver System in 65nm CMOS // 2018 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid State Circuits (EDSSC). 2018. P. 1–2.
- [10] Purushothaman V. K., Klumperink E. A. M., Plompen R., Nauta B. Low-Power High-Linearity Mixer-First Receiver Using Implicit Capacitive Stacking With 3× Voltage Gain // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2022. V. 57. № 1. P. 245–259.
- [11] Choi C., Son J. H., Lee O., Nam I. A +12-dBm OIP3 60-GHz RF Downconversion Mixer With an Output-Matching, Noise- and Distortion-Canceling Active Balun for 5G Applications // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2017. V. 27. № 3. P. 284–286.
- [12] Han J., Kwon K. I/Q Balance-Enhanced Wideband Receiver Front-End for 2G/3G/4G/5G NR Cellular Applications // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2020. V. 67. № 6. P. 1881–1891.
- [13] Lee S., Choi I., Kim H., Kim B. A Sub-mW Fully Integrated Wide-Band Receiver for Wireless Sensor Network // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2015. V. 25. № 5. P. 319–321.
- [14] Mirzaei A., Darabi H., Murphy D. Architectural Evolution of Integrated M-Phase High-Q Bandpass Filters // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2012. V. 59. № 1. P. 52–65.
- [15] Mirzaei A., Darabi H. Analysis of Imperfections on Performance of 4-Phase Passive-Mixer-Based High-Q Bandpass Filters in SAW-Less Receivers // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2011. V. 58. № 5. P. 879–892.

- [16] Soer M. C. M., Klumperink E. A. M., de Boer P., van Vliet F. E., Nauta B. Unified Frequency-Domain Analysis of Switched-Series-RC Passive Mixers and Samplers // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2010. V. 57. № 10. P. 2618–2631.
- [17] Коротков А.С. Интегральные (микроэлектронные) радиоприемные устройства систем связи – обзор // Микроэлектроника. 2006. Т. 35. № 4. С. 321–341.
- [18] Kenneth S. Miller. On the Inverse of the Sum of Matrices // Mathematics Magazine. 1981. V. 54. № 2. P. 67–72.

Analysis of Current-Driven Passive Mixer with Considering the Resonant Circuit of the Input Impedance

T.D. Tran, A.S. Korotkov

Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Saint Petersburg,

chan.td@edu.spbstu.ru

Abstract — The paper presents a generalized method for calculation of current-driven passive mixer at any intermediate frequency, taking into account the resonant character of the input impedance and output load. The mixer circuit is simulated on the Micro-Cap and the result is compared with the calculation. A circuit for compensating harmonics at the output of the arms is proposed. This circuit can significantly suppress the level of harmonics and increase the transfer impedance of the mixer. The frequency dependences of the transfer impedance are considered.

Keywords — transfer impedance, switching circuit, harmonic compensation, MOSFET.

REFERENCES

- [1] Romanjuk V.A., Aung Bo Bo Khein. Proektirovanie shem aktivnykh smesitelej SVCH dlya obespecheniya maksimuma usileniya preobrazovaniya (Design of microwave FET mixer for maximum conversion gain) // Izvestiya vyssih uchebnykh zavedeniy. Elektronika. 2012. № 4. S. 60.
- [2] Kokolov A.A., Pomazanov A.V., Seerman F.I., Sutov E.A., Babak L.I., Kulinich I.V. Dvoynoj balansnyj aktivnyj subgarmonicheskij smesitel' K-diapazona na osnove 0,25 mkm SiGe-BiKMP-technologie (Dual balanced K-band active subharmonic mixer based on 0.25 μm SiGe-BiCMOS technology) / Sb. trudov XV Mezhdunarodnoj NPK «Elektronnye sredstva i sistemy upravleniya». Tomsk. 20–22 nojabrya 2019. Tomsk: V-Spektr. 2019. T. 1. S. 60–64.
- [3] Korotkov A.S. Dvoynoj balansnyj smesitel' na MOP-tranzistorah (Dual Balanced MOSFET Mixer) // Mikroelektronika. 2011. T. 40. № 2. S. 140–153.
- [4] Budjakov A.C., Budjakov P.S., Prokopenko N.N. Sravnitel'nyj analiz aktivnykh SiGe smesitelej millimetrovogo diapazona (Comparative Analysis of Active SiGe Millimeter Wave Mixers) // Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES). 2012. Vypusk 1. S. 298–301.
- [5] Korotkov A.S., Golovan O.A. Nonlinear Distortion Analysis of Diode Frequency Mixers in Generalized Matrix Form Using Volterra Series // Problems of Perspective Micro- and Nanoelectronic Systems Development - 2021. Issue 3. P. 182–189. doi:10.31114/2078-7707-2021-3-182-189
- [6] Averina L. I., Bobresov A. M., Saposnikova Z. V. Modelirovanie rezistivnogo smesitelja v nelinejnom rezime (Modeling a Resistive Mixer in Nonlinear Mode) // Fizika volnovykh processov i radiotekhnicheskie sistemy. 2010. T. 13. № 4. S. 51–56.
- [7] Mal'cev P.P., Gnatjuk D.L., Matveenko O.S., Putincev B.G. Priemoperedajusie MIS na nitride galliya diapazona 60 GGc (Transceiver MMICs based on gallium nitride in the 60 GHz band) // Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem (MES). 2020. Vypusk 4. S. 208–211.
- [8] Iotti L., Krishnamurthy S., LaCaille G., Niknejad A. M. A Low-Power 70–100-GHz Mixer-First RX Leveraging Frequency-Translational Feedback // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2020. V. 55. № 8. P. 2043–2054.
- [9] Cao P., Xing X., Feng H., Wang Z. A Novel Cascode Mixer for NB-IoT Transceiver System in 65nm CMOS // 2018 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid State Circuits (EDSSC). 2018. P. 1–2.
- [10] Purushothaman V. K., Klumperink E. A. M., Plompen R., Nauta B. Low-Power High-Linearity Mixer-First Receiver Using Implicit Capacitive Stacking With 3× Voltage Gain // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2022. V. 57. № 1. P. 245–259.
- [11] Choi C., Son J. H., Lee O., Nam I. A +12-dBm OIP3 60-GHz RF Downconversion Mixer With an Output-Matching, Noise- and Distortion-Canceling Active Balun for 5G Applications // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2017. V. 27. № 3. P. 284–286.
- [12] Han J., Kwon K. I/Q Balance-Enhanced Wideband Receiver Front-End for 2G/3G/4G/5G NR Cellular Applications // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2020. V. 67. № 6. P. 1881–1891.
- [13] Lee S., Choi I., Kim H., Kim B. A Sub-mW Fully Integrated Wide-Band Receiver for Wireless Sensor Network // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2015. V. 25. № 5. P. 319–321.
- [14] Mirzaei A., Darabi H., Murphy D. Architectural Evolution of Integrated M-Phase High-Q Bandpass Filters // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2012. V. 59. № 1. P. 52–65.
- [15] Mirzaei A., Darabi H. Analysis of Imperfections on Performance of 4-Phase Passive-Mixer-Based High-Q Bandpass Filters in SAW-Less Receivers // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2011. V. 58. № 5. P. 879–892.
- [16] Soer M. C. M., Klumperink E. A. M., de Boer P., van Vliet F. E., Nauta B. Unified Frequency-Domain Analysis of Switched-Series-RC Passive Mixers and Samplers // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2010. V. 57. № 10. P. 2618–2631.
- [17] Korotkov A.S. Integral'nye (mikroelektronnye) radiopriemnye ustrojstva sistem svjazi – obzor (Integrated (microelectronic) radio receivers of communication systems - an overview) // Mikroelektronika. 2006. Т. 35. № 4. С. 321–341.
- [18] Kenneth S. Miller. On the Inverse of the Sum of Matrices // Mathematics Magazine. 1981. V. 54. № 2. P. 67–72.