
НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.3.049.774.2

АНАЛИЗ ПАССИВНОГО СМЕСИТЕЛЯ ЧАСТОТ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ТОКУ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЗАЩИТНЫХ ИНТЕРВАЛОВ СИГНАЛОВ ГЕТЕРОДИНА

© 2024 г. Т. Д. Чан, А. С. Коротков*

*Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
ул. Политехническая, 29, Санкт-Петербург, 195251 Российская Федерация*

**E-mail: korotkov@spbstu.ru*

Поступила в редакцию 03.10.2022 г.

После доработки 15.03.2023 г.

Принята к публикации 24.04.2023 г.

Предложена обобщенная методика анализа схемы пассивного смесителя частот с управлением по току при использовании защитных интервалов между соседними импульсами сигналов гетеродина. Приведены результаты расчета и моделирования в среде Micro-Cap для двух случаев входного импеданса смесителя: RLC -контур, RC -цепь. Рассмотрены зависимости модуля передаточного импеданса смесителя для различных длительностей защитных интервалов.

Ключевые слова: пассивный смеситель частот, гетеродин, модуль передаточного смесителя, защитный интервал

DOI: 10.31857/S0033849424030085, **EDN:** JUYVNY

ВВЕДЕНИЕ

Благодаря высокой линейности и низким шумам пассивные смесители с управлением по току применяются в многофункциональных и многодиапазонных приеме-передающих устройствах [1–4]. В гомодинном приемнике с преобразованием сигнала в основной полосе частот после усиления на радиочастоте на постоянный ток шум смесителя ухудшает отношение сигнал/шум и, как следствие, общий коэффициент шума приемника также ухудшается. Пассивные смесители имеют низкие фликкерные шумы, поскольку постоянный ток через ключи не протекает. Однако белый и фликкерный шумы транскондуктивного усилителя преселектора, который усиливает сигнал в основной полосе частот, могут появляться на выходе смесителя во время перекрытия импульсов сигнала гетеродина. Кроме того, ключи (транзисторы в ключевом режиме) вносят белый шум в выходной сигнал смесителя также во время перекрытия импульсов сигналов гетеродина, когда ключи закрыты [5, 6]. Определенным недостатком схемы пассивного смесителя при использовании в гомодинном приемнике

является появление интермодуляционных искажений второго порядка. Хотя использование балансных схем позволяет устранить нелинейные гармоники четного порядка, рассогласование параметров между транзисторами в ключах по-прежнему вызывает просачивание интермодуляционных составляющих на выход. В [7] показано, что просачивание входного сигнала в цепь гетеродина и рассогласование между ключами создают интермодуляционную гармонику второго порядка на выходе смесителя только во время перекрытия импульсов сигналов гетеродина. На практике импульсы сигналов гетеродина не могут следовать без перекрытий, как теоретически предположено в работе [8], из-за рассогласования параметров элементов в цепи гетеродина. В данной работе предлагается ввести защитные интервалы, т.е. промежутки времени, в течение которых сигналы отсутствуют, между соседними импульсами сигналов гетеродина для устранения возможного перекрытия.

Цель работы — анализ схемы пассивного смесителя с управлением по току с защитными интервалами сигналов гетеродина.

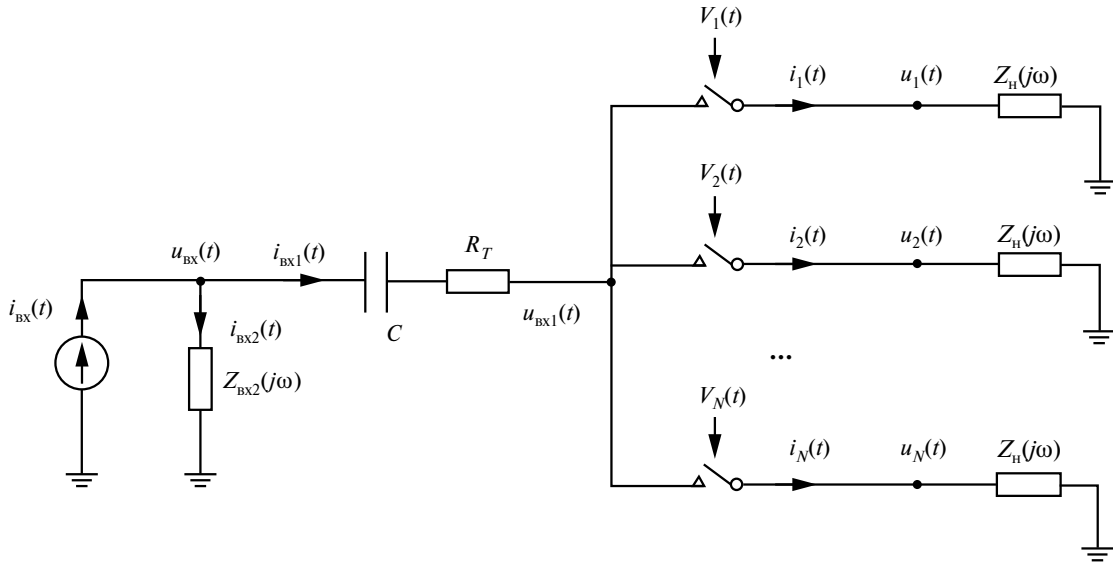


Рис. 1. Структурная схема переключаемой части пассивного смесителя частот с управлением по току: $i_{\text{BX}}(t)$ – независимый входной ток, $u_{\text{BX}}(t)$ – входное напряжение, $Z_{\text{BX}}(j\omega)$ – входной импеданс, $Z_{\text{H}}(j\omega)$ – импеданс цепи нагрузки, $i_{\text{BX1}}(t)$ – ток, поступающий в переключаемую часть смесителя, $i_k(t)$ – ток, протекающий через k -е плечо, $i_{\text{BX2}}(t)$ – ток, протекающий через входной импеданс, $u_k(t)$ – напряжение на k -м плече, C – разделительный конденсатор.

1. АНАЛИЗ СХЕМЫ СМЕСИТЕЛЯ С ЗАЩИТНЫМИ ИНТЕРВАЛАМИ

1.1. Система уравнений для расчета входного тока $I_{\text{BX}}(j\omega)$

Структурная схема переключаемой части пассивного смесителя частот с управлением по току с защитными интервалами представлена на рис. 1.

В отличие от идеализированной схемы, рассмотренной в [8], введены защитные интервалы между соседними импульсами сигналов гетеродина $V_{0k}(t)$. Относительная длительность интервалов составляет $\tau = t_0 N / T_r$, где t_0 – абсолютная длительность защитного интервала, N – число плеч, T_r – период сигнала гетеродина. На рис. 2 представлена нормированная управляющая функция k -го ключа $V_k(t) = V_{0k}(t) / V_0$, где V_0 – максимальное значение сигнала гетеродина, причем

$$V_k(t) = 1, t \in \left[(v + (k-1)/N)T_r, (v + (k-1 + \tau)/N)T_r \right], \\ V_k(t) = 0, t \notin \left[(v + (k-1)/N)T_r, (v + (k-1 + \tau)/N)T_r \right], \\ v \in Z.$$

Разложим функцию $V_k(t)$ в ряд Фурье

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

где коэффициенты определены как

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

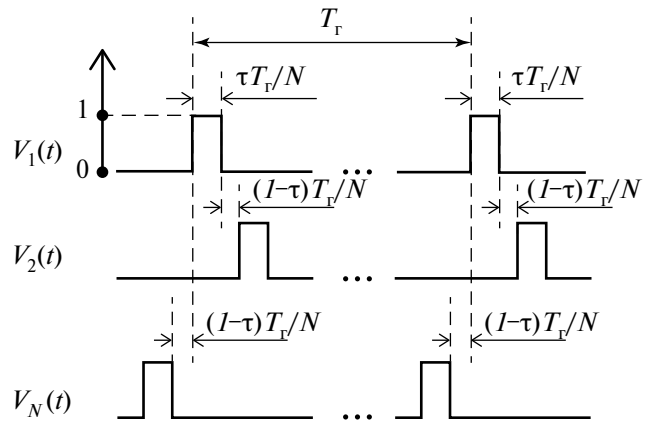


Рис. 2. Нормированная управляющая функция k -го ключа $V_k(t)$.

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

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

Тогда функция $V_k(t)$ может быть представлена в виде

$$\begin{aligned} V_k(t) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} (a_{n,k} + jb_{n,k}) \exp(-jn\omega_r t) = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n \exp(j\varphi_{n,k}) \exp(-jn\omega_r t), \end{aligned}$$

где

$$A_n = \frac{\tau}{N} \operatorname{sinc}\left(\frac{n\pi\tau}{N}\right), \varphi_{n,k} = \frac{n\pi(2k-2+\tau)}{N}.$$

Используя методику анализа и расчета передаточного импеданса пассивного смесителя частот с управлением по току [8], получим преобразование Фурье для тока $i_k(t)$:

$$I_k(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n \exp(j\varphi_{n,k}) I_{\text{BX1}}(j\omega + nj\omega_r).$$

Номер коэффициента n показывает, во сколько раз по сравнению с $I_{\text{BX1}}(j\omega)$ частотный сдвиг для тока $I_{\text{BX1}}(j\omega + n\omega_r)$ превышает ω_r . Таким образом, преобразование Фурье для $i_k(t)$ является суммой преобразований Фурье для $i_{\text{BX1}}(t)$ с частотными сдвигами $n\omega_r$ и соответствующими весовыми коэффициентами. При этом преобразование Фурье $U_k(j\omega)$ напряжения k -го плеча $u_k(t)$ определяется выражением

$$\begin{aligned} U_k(j\omega) &= Z_H(j\omega) I_k(j\omega) = \\ &= Z_H(j\omega) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n \exp(j\varphi_{n,k}) I_{\text{BX1}}(j\omega + nj\omega_r). \end{aligned} \quad (1)$$

В течение защитных интервалов все ключи разомкнуты. Следовательно, в этих отрезках времени напряжение $u_{\text{BX1}}(t)$ равно входному напряжению $u_{\text{BX}}(t)$. Это значит, что $u_{\text{BX1}}(t) = u_k(t)$ при $V_k(t) = 1$, $u_{\text{BX1}}(t) = u_{\text{BX}}(t)$ при $V_k(t) = 0$ для всех k . Таким образом, напряжение $u_{\text{BX1}}(t)$ составляет

$$u_{\text{BX1}}(t) = u_{\text{BX}}(t) V_{\text{BX}}(t) + \sum_{k=1}^N u_k(t) V_k(t), \quad (2)$$

где $V_{\text{BX}}(t)$ – нормированная управляющая функция входного напряжения $u_{\text{BX1}}(t)$, причем

$$\begin{aligned} V_{\text{BX}}(t) &= 1, t \in [(h+\tau)T_r/N, (h+1)T_r/N], \\ V_{\text{BX}}(t) &= 0, t \notin [(h+\tau)T_r/N, (h+1)T_r/N], h \in Z. \end{aligned}$$

Нормировочная функция $V_{\text{BX}}(t)$ представлена на рис. 3.

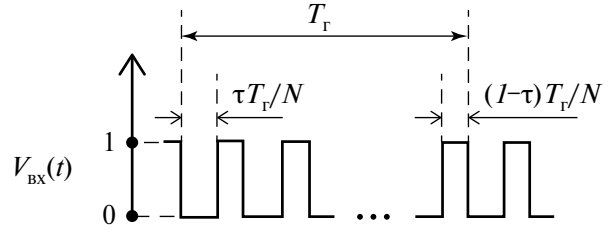


Рис. 3. Нормированная управляющая функция $V_{\text{BX}}(t)$.

Разложим функцию $V_{\text{BX}}(t)$ в ряд Фурье:

$$V_{\text{BX}}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{p=1}^{+\infty} a_p \cos\left(\frac{2pN\pi t}{T_r}\right) + \sum_{p=1}^{+\infty} b_p \sin\left(\frac{2pN\pi t}{T_r}\right),$$

где коэффициенты определены как

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T_r/N} \int_0^{T_r/N} V_{\text{BX}}(t) dt = 2(1-\tau), \\ a_p &= \frac{2}{T_r/N} \int_0^{T_r/N} V_{\text{BX}}(t) \cos\left(\frac{2pN\pi t}{T_r}\right) dt = \\ &= -\frac{2}{p\pi} \sin(p\pi\tau) \cos(p\pi\tau), \\ b_p &= \frac{2}{T_r/N} \int_0^{T_r/N} V_{\text{BX}}(t) \sin\left(\frac{2pN\pi t}{T_r}\right) dt = \\ &= -\frac{2}{p\pi} \sin(p\pi\tau) \sin(p\pi\tau). \end{aligned}$$

Функция $V_{\text{BX}}(t)$ в более общем виде представляется в виде

$$\begin{aligned} V_{\text{BX}}(t) &= \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} (a_p + jb_p) \exp(-jpN\omega_r t) = \\ &= \sum_{p=-\infty}^{+\infty} B_p \exp(-jpN\omega_r t), \end{aligned}$$

где

$$B_p = -\tau \operatorname{sinc}(p\pi\tau) \exp(jp\pi\tau), p \neq 0, B_p = 1 - \tau, p = 0.$$

Применив преобразование Фурье для выражения (2), получим

$$\begin{aligned} U_{\text{BX1}}(j\omega) &= \sum_{p=-\infty}^{+\infty} B_p U_{\text{BX}}(j\omega + pNj\omega_r) + \\ &+ \sum_{k=1}^N \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_m \exp(j\varphi_{m,k}) U_k(j\omega + mj\omega_r). \end{aligned} \quad (3)$$

Номер коэффициента m показывает, во сколько раз по сравнению с $U_k(j\omega)$ частотный

сдвиг для напряжения $U_k(j\omega + mj\omega_r)$ превышает ω_r , номер коэффициента p показывает, во сколько раз по сравнению с $U_{\text{BX}}(j\omega)$ и $I_{\text{BX1}}(j\omega)$ частотный сдвиг для тока $U_{\text{BX}}(j\omega + pNj\omega_r)$ и $I_{\text{BX1}}(j\omega + pNj\omega_r)$

больше, чем для $N\omega_r$ соответственно. Согласно схеме рис. 1 входные токи и напряжения связаны соотношением

$$U_{\text{BX}}(j\omega + pNj\omega_r) = [I_{\text{BX}}(j\omega + pNj\omega_r) - I_{\text{BX1}}(j\omega + pNj\omega_r)]Z_{\text{BX}}(j\omega + pNj\omega_r).$$

Вместе с тем в соответствии с [8] получим

$$\sum_{k=1}^N \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_m \exp(j\phi_{m,k}) U_k(j\omega + mj\omega_r) = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \left[N \exp(jp\pi\tau) I_{\text{BX1}}(j\omega + pNj\omega_r) \times \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_m A_{pN-m} Z_{\text{H}}(j\omega + mj\omega_r) \right].$$

Откуда следует, что выражение (3) представляется в виде

$$U_{\text{BX1}}(j\omega) = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} B_p [I_{\text{BX}}(j\omega + pNj\omega_r) - I_{\text{BX1}}(j\omega + pNj\omega_r)] Z_{\text{BX}}(j\omega + pNj\omega_r) + \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \left[N \exp(jp\pi\tau) I_{\text{BX1}}(j\omega + pNj\omega_r) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_m A_{pN-m} Z_{\text{H}}(j\omega + mj\omega_r) \right]. \quad (4)$$

Учитывая, что

$$U_{\text{BX1}}(j\omega) = [I_{\text{BX}}(j\omega) - I_{\text{BX1}}(j\omega)] Z_{\text{BX}}(j\omega) - I_{\text{BX1}}(j\omega)(R_{\text{T}} + Z_{\text{C}}(j\omega)), \quad (5)$$

из (4) и (5) следует

$$\begin{aligned} & I_{\text{BX1}}(j\omega) [Z_{\text{BX}}(j\omega) + R_{\text{T}} + Z_{\text{C}}(j\omega)] + \\ & + \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \left[N \exp(jp\pi\tau) I_{\text{BX1}}(j\omega + pNj\omega_r) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_m A_{pN-m} Z_{\text{H}}(j\omega + mj\omega_r) \right] - \\ & - \sum_{p=-\infty}^{+\infty} B_p I_{\text{BX1}}(j\omega + pNj\omega_r) Z_{\text{BX}}(j\omega + pNj\omega_r) = \\ & = I_{\text{BX}}(j\omega) Z_{\text{BX}}(j\omega) - \sum_{p=-\infty}^{+\infty} B_p I_{\text{BX}}(j\omega + pNj\omega_r) Z_{\text{BX}}(j\omega + pNj\omega_r). \end{aligned} \quad (6)$$

Если входной ток представлен как комплексный экспоненциальный сигнал $i_{\text{BX}}(t) = I_{\text{BX}} \exp(j\omega_{\text{BX}} t)$ 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} . Тогда для всего множества значений r имеем систему уравнений ма-

тричного вида относительно комплексного сигнала входного тока:

$$(\mathbf{M}_1 + \mathbf{M}_2 - \mathbf{M}_3) \mathbf{I}_{\text{BX1}} = \begin{bmatrix} \dots \\ -B_{-1} \\ 1 - B_0 \\ -B_1 \\ \dots \end{bmatrix} Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}), \quad (7)$$

где

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & Z_1(j\omega_{\text{BX}} + Nj\omega_r) & 0 & 0 & \dots \\ \dots & 0 & Z_1(j\omega_{\text{BX}}) & 0 & \dots \\ \dots & 0 & 0 & Z_1(j\omega_{\text{BX}} - Nj\omega_r) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{M}_2 &= \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & Q_1(0, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & Q_1(-1, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & Q_1(-2, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & \dots \\ \dots & Q_1(1, \omega_{\text{BX}}) & Q_1(0, \omega_{\text{BX}}) & Q_1(-1, \omega_{\text{BX}}) & \dots \\ \dots & Q_1(2, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & Q_1(1, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & Q_1(0, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}, \\
\mathbf{M}_3 &= \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & Q_2(0, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & Q_2(-1, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & Q_2(-2, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & \dots \\ \dots & Q_2(1, \omega_{\text{BX}}) & Q_2(0, \omega_{\text{BX}}) & Q_2(-1, \omega_{\text{BX}}) & \dots \\ \dots & Q_2(2, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & Q_2(1, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & Q_2(0, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_{\text{BX1}} = \begin{bmatrix} \dots \\ I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}} + Nj\omega_{\Gamma}) \\ I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}}) \\ I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}} - Nj\omega_{\Gamma}) \\ \dots \end{bmatrix}, \\
Q_1(p, \omega) &= \left\{ \frac{N \exp(jp\pi\tau) \sin[(a - pN)\pi\tau/N] \sin[(1 - \tau/N)\pi a]}{\pi(pN - a) \sin(\pi a)} + \tau \text{sinc}(p\pi\tau) \exp(jp\pi\tau) \right\} Z_{\text{H}}(j\omega), \\
a &= -\frac{1 + j\omega C_{\text{H}} R_{\text{H}}}{j\omega_{\Gamma} C_{\text{H}} R_{\text{H}}}, \quad Z_1(j\omega) = Z_{\text{BX}}(j\omega) + R_{\Gamma} + Z_{\text{C}}(j\omega), \quad Q_2(p, \omega) = B_p Z_{\text{BX}}(j\omega + pNj\omega_{\Gamma}).
\end{aligned}$$

Из (7) видно, что если нет защитных интервалов, т.е. $\tau = 1$, то $B_p = 0$ и $Q_2(p, \omega) = 0$ для всех p и ω . При этом система (7) совпадает с системой уравнений (11) в [8].

1.2. Расчет передаточного импеданса смесителя при входном импедансе как RLC-контуре

Решим систему уравнений (7) для случая, когда входной импеданс $Z_{\text{BX}}(j\omega)$ является параллельным RLC-контуром. Значения элементов контура L_{BX} и C_{BX} выбираются так, чтобы контур был настроен на входную частоту ω_{BX} . Это зна-

чит, что $j\omega_{\text{BX}} C_{\text{BX}} + 1/(j\omega_{\text{BX}} L_{\text{BX}}) = 0$ и, следовательно, $Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) = R_{\text{BX}}$. При этом $|Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})|$ много больше, чем $|Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}} + pNj\omega_{\Gamma})|$, где $p \neq 0$, который рассчитан по следующей формуле:

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

В этом случае пренебрежем в матрице $\mathbf{M}_3$ импедансом $Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}} + pNj\omega_{\Gamma})$, где $p \neq 0$. Таким образом,

$$\mathbf{M}_3 \approx \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & 0 & Q_2(-1, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & 0 & \dots \\ \dots & 0 & Q_2(0, \omega_{\text{BX}}) & 0 & \dots \\ \dots & 0 & Q_2(1, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & 0 & B_{-1} & 0 & \dots \\ \dots & 0 & B_0 & 0 & \dots \\ \dots & 0 & B_1 & 0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}).$$

Рассмотрим случай, когда нагрузка является параллельной RC-цепью (резистор R_{H} и конденсатор C_{H} соединены параллельно).

Тогда, если учесть, что $|Z_{\text{H}}(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_{\Gamma})|$ много меньше, чем $|Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})|$, то матрица $\mathbf{M}_2$ примет вид

$$\mathbf{M}_2 \approx \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & Q_1(0, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & Q_1(-1, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & 0 & \dots \\ \dots & 0 & Q_1(0, \omega_{\text{BX}}) & 0 & \dots \\ \dots & 0 & Q_1(1, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & Q_1(0, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}.$$

При этих приближениях система уравнений (7) преобразуется к выражению

$$\begin{pmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & Z_2(j\omega_{\text{BX}} + Nj\omega_{\Gamma}) & Z_3(-1, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & 0 & \dots \\ \dots & 0 & Z_2(j\omega_{\text{BX}}) - B_0 Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) & 0 & \dots \\ \dots & 0 & Z_3(1, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & Z_2(j\omega_{\text{BX}} - Nj\omega_{\Gamma}) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix} \mathbf{I}_{\text{BX1}} = \begin{pmatrix} \dots \\ -B_{-1} \\ 1 - B_0 \\ -B_1 \\ \dots \end{pmatrix} Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}),$$

где

$$Z_2(j\omega) = Z_1(j\omega) + Q_1(0, \omega), Z_3(p, \omega) = -B_p Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) + Q_1(p, \omega).$$

Решение этой системы уравнений получаем по формуле

$$\mathbf{I}_{\text{BX1}} = \frac{Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})}{Z_2(j\omega_{\text{BX}}) - B_0 Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})} \times \begin{pmatrix} \dots \\ \frac{-B_{-1} [Z_2(j\omega_{\text{BX}}) - Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})] - (1 - B_0) Q_1(-1, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma})}{Z_2(j\omega_{\text{BX}} + Nj\omega_{\Gamma})} \\ 1 - B_0 \\ \frac{-B_1 [Z_2(j\omega_{\text{BX}}) - Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})] - (1 - B_0) Q_1(1, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma})}{Z_2(j\omega_{\text{BX}} - Nj\omega_{\Gamma})} \\ \dots \end{pmatrix}, \quad (8)$$

Если нет защитных интервалов, т.е. $\tau = 1$, то $B_r = 0$ для всех r . Тогда решение (8) упрощается:

$$\mathbf{I}_{\text{BX1}} = \frac{Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})}{Z_2(j\omega_{\text{BX}})} \times \begin{pmatrix} \dots \\ \frac{-Q_1(-1, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma})}{Z_2(j\omega_{\text{BX}} + Nj\omega_{\Gamma})} \\ 1 \\ \frac{-Q_1(1, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma})}{Z_2(j\omega_{\text{BX}} - Nj\omega_{\Gamma})} \\ \dots \end{pmatrix} = \frac{Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})}{Z_2(j\omega_{\text{BX}})} \times \begin{pmatrix} \dots \\ -c \\ \frac{(b + N)Z_2(j\omega_{\text{BX}} + Nj\omega_{\Gamma})}{1} \\ 1 \\ -c \\ \frac{(b - N)Z_2(j\omega_{\text{BX}} - Nj\omega_{\Gamma})}{1} \\ \dots \end{pmatrix}, \quad (9)$$

где

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

Поскольку параметры $|g| \ll 1$ и $b \approx 1$, то $1 + g \approx 1$, $b + pN \approx 1 + pN$. При этих приближениях ре-

шение (9) совпадает с решением системы уравнений (11) в [8].

Из (1) выходное напряжение на первом плече при $k = 1$ на промежуточной частоте $\omega_{\text{пч}} = \omega_{\text{BX}} - \omega_{\Gamma}$ определяется выражением

$$U_1(j\omega_{\text{BX}} - j\omega_{\Gamma}) = Z_{\text{H}}(j\omega_{\text{BX}} - j\omega_{\Gamma}) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n \exp\left(j \frac{n\pi\tau}{N}\right) I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}} + (n-1)j\omega_{\Gamma}).$$

Ток $I_{\text{BX1}}(j\omega)$ состоит из составляющих на частотах $\omega = \omega_{\text{BX}} + rNj\omega_{\Gamma}$, поэтому $n - 1 = rN$. Следовательно,

$$U_1(j\omega_{\text{BX}} - j\omega_{\Gamma}) = Z_{\text{H}}(j\omega_{\text{BX}} - j\omega_{\Gamma}) \sum_{r=-\infty}^{+\infty} A_{rN+1} \exp\left(j \frac{(rN+1)\pi\tau}{N}\right) I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_{\Gamma}). \quad (10)$$

Для подавления комбинационных гармоник на выходе используется цепь компенсации гармоник на основе сумматора и фазовращателей, показанная в [8]. На сумматор выходное напряжение

в k -м плече добавляется с весовым коэффициентом $K_{\text{в}}$ и с фазой $\phi_k = \phi_0 - 2\pi k/N$, где ϕ_0 — начальный сдвиг фазы. Из (9) и (10) получим выражение для передаточного импеданса смесителя:

$$Z_{\text{см}} = \frac{U_1(j\omega_{\text{BX}} - j\omega_{\Gamma})NK_{\text{B}} \exp(j\phi_0)}{I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})} = \frac{Z_{\text{H}}(j\omega_{\text{BX}} - j\omega_{\Gamma})Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})NK_{\text{B}} \exp(j\phi_0)}{Z_2(j\omega_{\text{BX}}) - B_0 Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})} \times$$

$$\times \left[\left(1 - B_0 + \frac{B_0 [Z_2(j\omega_{\text{BX}}) - Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})] + (1 - B_0)Q_1(0, \omega_{\text{BX}})}{Z_2(j\omega_{\text{BX}})} \right) A_1 \exp\left(j \frac{\pi\tau}{N}\right) - \right.$$

$$\left. - \sum_{r=-\infty}^{+\infty} A_{rN+1} \exp\left(j \frac{(rN+1)\pi\tau}{N}\right) \frac{B_{-r} (Z_2(j\omega_{\text{BX}}) - Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})) + (1 - B_0)Q_1(-r, \omega_{\text{BX}} + rN\omega_{\Gamma})}{Z_2(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_{\Gamma})} \right].$$

1.3. Расчет передаточного импеданса смесителя при входном импедансе как RC-цепи

Решим систему уравнений (7) для случая, когда входной импеданс $Z_{\text{BX}}(j\omega)$ является параллельной RC-цепью. Входные токи и напряжения связаны соотношением

$$U_{\text{BX}}(j\omega) = I_{\text{BX}2}(j\omega)Z_{\text{BX}}(j\omega) = (I_{\text{BX}}(j\omega) - I_{\text{BX}1}(j\omega))Z_{\text{BX}}(j\omega). \quad (11)$$

Как правило, внутреннее сопротивление ключа в открытом состоянии R_{Γ} составляет сотни ом. Вместе с тем, модуль импеданса RC-цепи на входе смесителя, настроенной на частоту f_{BX}

в диапазоне гигагерц, имеет модуль импеданса менее 10 Ом. Поэтому сопротивление R_{Γ} много больше, чем модуль импеданса входной RC-цепи. Следовательно, даже в случае достаточно большой емкости разделительного конденсатора $C_{\text{ток}}$ $I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})$ много больше, чем $I_{\text{BX}1}(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_{\Gamma})$. Тогда входное напряжение $U_{\text{BX}}(j\omega)$ считается неизменным при незначительном изменении защитного интервала. Однако RC-цепь является частотно-избирательной, поэтому будем считать, что входное напряжение $U_{\text{BX}}(j\omega)$ состоит из одной составляющей на входной частоте ω_{BX} .

Выражение (6) с учетом (11) представляется следующим образом:

$$I_{\text{BX}1}(j\omega)[Z_{\text{BX}}(j\omega) + R_{\Gamma} + Z_{\text{C}}(j\omega)] + \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \left[Ne^{jp\pi\tau} I_{\text{BX}1}(j\omega + pNj\omega_{\Gamma}) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} A_m A_{pN-m} Z_{\text{H}}(j\omega + mj\omega_{\Gamma}) \right] =$$

$$= I_{\text{BX}}(j\omega)Z_{\text{BX}}(j\omega) - \sum_{p=-\infty}^{+\infty} B_p U_{\text{BX}}(j\omega + pNj\omega_{\Gamma}).$$

При этом для всего множества значений r имеем систему уравнений матричного вида

$$(\mathbf{M}_1 + \mathbf{M}_2)\mathbf{I}_{\text{BX}1} = \begin{bmatrix} \dots \\ 0 \\ 0 \\ \dots \end{bmatrix} Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) - \begin{bmatrix} B_{-1} \\ B_0 \\ B_1 \\ \dots \end{bmatrix} \times U_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) \quad (12)$$

Для решения уравнения (12) следует найти обратную матрицу суммы матриц $(\mathbf{M}_1 + \mathbf{M}_2)$. По теореме, приведенной в [9], для обращения необходимо преобразовать матрицу $\mathbf{M}_1 + \mathbf{M}_2$ к виду суммы $\mathbf{M}_4 + \mathbf{M}_5$, где $\mathbf{M}_4$ — диагональная матрица, $\mathbf{M}_5$ — матрица, ранг которой равен 1. Для этого представим $\mathbf{M}_4$ и $\mathbf{M}_5$ как

$$\mathbf{M}_4 = \mathbf{M}_1 + \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & Q_3(0, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & Q_3(-1, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & Q_3(-2, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & \dots \\ \dots & Q_3(1, \omega_{\text{BX}}) & Q_3(0, \omega_{\text{BX}}) & Q_3(-1, \omega_{\text{BX}}) & \dots \\ \dots & Q_3(2, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & Q_3(1, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & Q_3(0, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \approx$$

$$\approx \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & Q_4(\omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & 0 & 0 & \dots \\ \dots & 0 & Q_4(\omega_{\text{BX}}) & 0 & \dots \\ \dots & 0 & 0 & Q_4(\omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix},$$

$$Q_3(p, \omega) = \tau \text{sinc}(p\pi\tau) \exp(jp\pi\tau) Z_H(j\omega), \quad Q_4(\omega) = Q_3(0, \omega) + Z_1(j\omega),$$

$$\mathbf{M}_5 = \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & Q_5(0, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & Q_5(-1, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & Q_5(-2, \omega_{\text{BX}} + N\omega_{\Gamma}) & \dots \\ \dots & Q_5(1, \omega_{\text{BX}}) & Q_5(0, \omega_{\text{BX}}) & Q_5(-1, \omega_{\text{BX}}) & \dots \\ \dots & Q_5(2, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & Q_5(1, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & Q_5(0, \omega_{\text{BX}} - N\omega_{\Gamma}) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix},$$

$$Q_5(p, \omega) = \frac{N \exp(jp\pi\tau) \sin[(a - pN)\pi\tau/N] \sin[(1 - \tau/N)\pi a]}{\pi(pN - a) \sin(\pi a)} Z_H(j\omega).$$

Применив теорему из [9], найдем обратную матрицу $(\mathbf{M}_4 + \mathbf{M}_5)$ и получим решение системы уравнений (12):

$$I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}}) = \frac{I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) - B_0 U_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})}{Q_4(\omega_{\text{BX}})} -$$

$$- \frac{Q_5(0, \omega_{\text{BX}}) I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})}{(1 + g_1) Q_4^2(\omega_{\text{BX}})} + \frac{U_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})}{1 + g_1} \sum_{w=-\infty}^{+\infty} \frac{B_{-w} Q_5(w, \omega_{\text{BX}})}{Q_4(\omega_{\text{BX}} + wN\omega_{\Gamma}) Q_4(\omega_{\text{BX}})}, \quad (13)$$

$$I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_{\Gamma}) = \frac{-B_{-r} U_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})}{Q_4(\omega_{\text{BX}} + rN\omega_{\Gamma})} -$$

$$- \frac{Q_5(-r, \omega_{\text{BX}} + rN\omega_{\Gamma}) I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}}) Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})}{(1 + g_1) Q_4(\omega_{\text{BX}}) Q_4(\omega_{\text{BX}} + rN\omega_{\Gamma})} + \frac{U_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})}{1 + g_1} \sum_{w=-\infty}^{+\infty} \frac{B_{-w} Q_5(w - r, \omega_{\text{BX}} + rN\omega_{\Gamma})}{Q_4(\omega_{\text{BX}} + wN\omega_{\Gamma}) Q_4(\omega_{\text{BX}} + rN\omega_{\Gamma})}, \quad (14)$$

где

$$g_1 = \sum_{w=-\infty}^{+\infty} \frac{Q_5(0, \omega_{\text{BX}} + wN\omega_{\Gamma})}{Q_4(\omega_{\text{BX}} + wN\omega_{\Gamma})}.$$

Входное напряжение $U_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})$ рассчитано по методике, изложенной в [8]. Рассмотрим полученное решение для случая, когда нет защитных интервалов, т.е. при $\tau = 1$. Тогда $B_p = 0$ для всех p . Причем

$$Q_5(-r, \omega_{\text{BX}} + rN\omega_{\Gamma}) = \frac{c}{rN + b},$$

$$Q_5(0, \omega_{\text{BX}} + rN\omega_{\Gamma}) = \frac{c}{(rN + b)^2},$$

$$Q_4(\omega_{\text{BX}} + rN\omega_{\Gamma}) = Z_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_{\Gamma}) + R_{\Gamma} +$$

$$+ Z_C(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_{\Gamma}) + Z_H(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_{\Gamma}),$$

где

$$b = (1 + j\omega_{\text{BX}} R_{\text{H}} C_{\text{H}}) / (j\omega_{\Gamma} R_{\text{H}} C_{\text{H}}).$$

При этом выражения (13) и (14) совпадают с решением системы уравнений (11) в [8].

Для подавления комбинационных гармоник на выходе смесителя также используется схема

компенсации, рассмотренная в разд. 1.1. Выражение для передаточного импеданса смесителя в данном случае рассчитывается по формуле

$$Z_{\text{CM}} = \frac{U_1(j\omega_{\text{BX}} - j\omega_{\Gamma}) N K_{\text{B}} \exp(j\varphi_0)}{I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})} =$$

$$= Z_H(j\omega_{\text{BX}} - j\omega_{\Gamma}) N K_{\text{B}} \exp(j\varphi_0) \times$$

$$\times \sum_{r=-\infty}^{+\infty} A_{rN+1} \exp\left(j \frac{(rN+1)\pi\tau}{N}\right) \frac{I_{\text{BX1}}(j\omega_{\text{BX}} + rNj\omega_{\Gamma})}{I_{\text{BX}}(j\omega_{\text{BX}})}.$$

2. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА И МОДЕЛИРОВАНИЯ

При моделировании схемы пассивного смесителя с RLC -контуром входного импеданса задаются следующие параметры: амплитуда входного тока $i_{\text{BX}}(t)$ 1 мА с частотой $f_{\text{BX}} = 2.1$ ГГц; нагрузкой в каждом плече является параллельная RC -цепь, причем $R_{\text{H}} = 500$ Ом, $C_{\text{H}} = 10$ пФ; входной импеданс также является параллельной RLC -цепью, причем $R_{\text{BX}} = 500$ Ом, $C_{\text{BX}} = 2.87$ пФ, $L_{\text{BX}} = 2$ нГ; сопротивление ключа в открытом состоянии $R_{\Gamma} = 100$ Ом; число плеч $N = 4$; разделительный конденсатор $C = 10$ пФ. Частота гетеродина со-

ставляет $f_{\Gamma} = 2.0$ ГГц. Результат моделирования и расчета модуля передаточного импеданса смесителя для различных значений τ показан на рис. 4. Ошибка между моделированием и расчетом составляет менее 0.8 %. По результатам исследования влияния защитного интервала на значения $|Z_{\text{см}}|$ рекомендуется выбирать значение τ от 0.7 до 1.0. При этом $|Z_{\text{см}}|$ изменяется не более 0.02 дБ от его значения при $\tau = 1$.

При моделировании схемы пассивного смесителя с входным импедансом в виде параллельной RC -цепи используются значения $R_{\text{вх}} = 500$ Ом, $C_{\text{вх}} = 10$ пФ. Остальные элементы и параметры схемы соответствуют случаю RLC -контура. Результат моделирования и расчета модуля передаточного импеданса смесителя для различных значений τ показан на рис. 5.

Ошибка между моделированием и расчетом для данного случая составляет менее 5 %. По результатам исследования влияния защитного интервала на значения $|Z_{\text{см}}|$ рекомендуется выбирать значение τ от 0.8 до 1.0. При этом $|Z_{\text{см}}|$ изменяется не более 1.2 дБ от его значения при $\tau = 1$. Однако $|Z_{\text{см}}|$ для случая RC -цепи входного импеданса в 13...15 раз меньше, чем для случая RLC -контура в данном диапазоне τ .

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, исследована схема пассивного смесителя с управлением по току при использовании защитных интервалов τ между соседними импульсами сигнала гетеродина для двух случаев входного импеданса: RLC -контур, RC -цепь. Моделирование схемы смесителя в среде

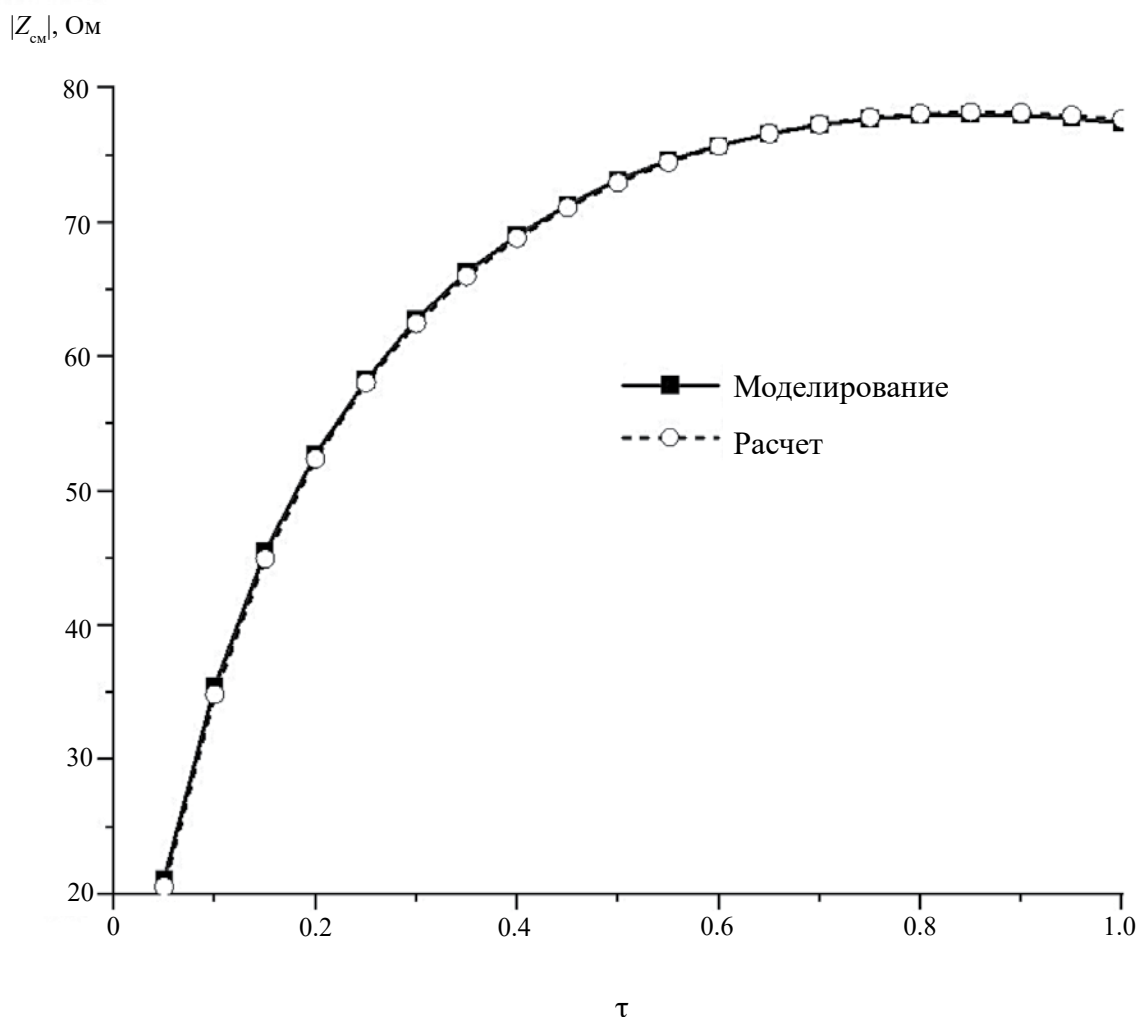


Рис. 4. Зависимость модуля передаточного импеданса смесителя $|Z_{\text{см}}|$ от τ для случая RLC -контура входного импеданса.

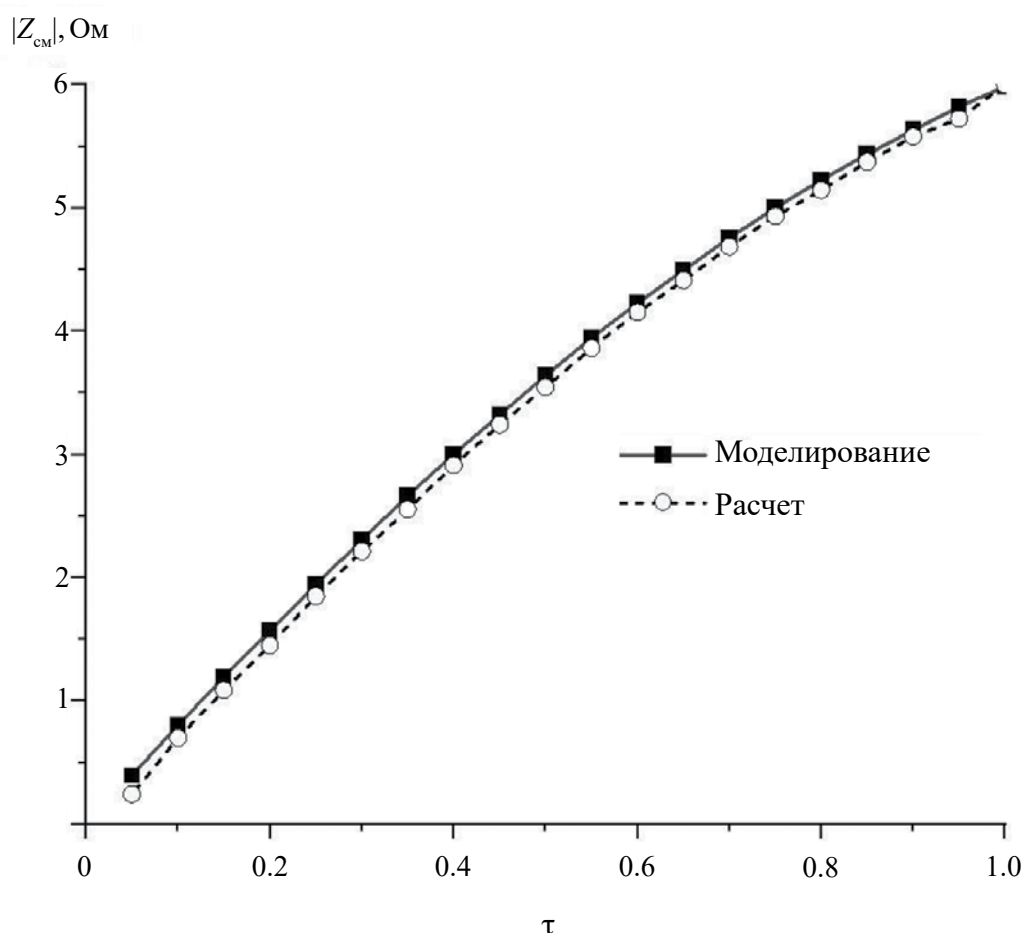


Рис. 5. Зависимость модуля передаточного импеданса смесителя $|Z_{cm}|$ от τ для случая RC -цепи входного импеданса.

Micro-Cap подтвердило справедливость полученных результатов. По результатам исследования рекомендуется выбирать значения $\tau = 0.7 \dots 1.0$ для случая RLC -контура и $0.8 \dots 1.0$ для случая RC -цепи. При этих значениях функция $|Z_{cm}|$ уменьшается от значения при $\tau = 1$ не более 0.02 и 1.2 дБ соответственно. Значение неравномерности функции $|Z_{cm}|$ при изменении защитного интервала τ в рекомендованных диапазонах меньше для случая RLC -контура, чем для случая RC -цепи, и составляет 1 % и 13 % соответственно.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТ

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках программы Научного центра мирового уровня “Передовые цифровые технологии” (соглашение от 20.04.2022 № 075-15-2022-311).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Lin F., Mak P. I., Martins R. P. // IEEE Circuits and Systems Magazine. 2015. V. 15. № 1. P. 12.
2. Wu H., Murphy D., Darabi H. // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2019. V. 54. № 3. P. 796.
3. Han J., Kwon K. // IEEE Trans. 2020. V. CS-I-67. № 6. P. 1881.
4. Bae S., Kim D., Kim D. et al. // IEEE Trans. 2021. V. CS-I-68. № 2. P. 892.
5. Darabi H., Abidi A. A. // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2000. V. 35. № 1. P. 15.
6. Chehrizi S., Mirzaei A., Abidi A. A. // IEEE Trans. 2010. V. CS-I-57. № 2. P. 332.
7. Chehrizi S., Mirzaei A., Abidi A. A. // IEEE Trans. 2009. V. CS-I-56. № 12. P. 2556.
8. Коротков А. С., Чан Т. Д. // РЭ. 2023. Т. 68. № 1. С. 83.
9. Kenneth S. M. // Mathem. Magazine. 1981. V. 54. № 2. P. 67.

ANALYSIS OF A PASSIVE FREQUENCY MIXER WITH CURRENT CONTROL BY USING PROTECTIVE INTERVALS OF HETERODYNE SIGNALS

T. D. Tran, A. S. Korotkov*

Peter the Great St-Petersburg Polytechnic University, Polytechnicheskaya Str., 29, St-Petersburgh, 195251 Russia

**E-mail: korotkov@spbstu.ru*

Received October 3, 2022; revised March 15, 2023; accepted April 24, 2023

A generalized technique for analyzing a current-controlled passive frequency mixer circuit using guard intervals between adjacent heterodyne signal pulses is proposed. The results of calculations and simulations in the Micro-Cap environment are presented for two cases of mixer input impedance: RLC circuit, RC circuit. The dependences of the modulus of the transfer impedance of the mixer for various durations of protective intervals are considered.

Keywords: passive frequency mixer, heterodyne, transfer mixer module, protective interval