

# Расчет звена активного ФНЧ второго порядка с ТОКОВЫМ ВХОДОМ

Родионов А.В. (A.R.) <andviro@gmail.com> // ©2010

*Разрешается использование данной работы в любых разработках, в том числе коммерческих, при условии сохранения авторства.*

Современные цифро-аналоговые преобразователи, использующие дельта-сигма модуляцию, характеризуются значительным паразитным ВЧ-сигналом, как на выходе, так и в цепях питания. Одним из популярных способов снижения продуктов искажений, порожденных интермодуляцией с этими шумами, является организация дифференциального выхода ЦАП по напряжению или по току. Большая часть паразитных составляющих оказывается синфазной выходному сигналу и отбрасывается дифференциальным усилителем. Здесь будет рассмотрен случай токового выхода ЦАП, обеспечивающий разработчику “пространство для маневра” при реализации выходного каскада преобразователя.

Простейший активный преобразователь ток-напряжение представлен на рис. 1а. На его примере можно сформулировать базовый подход к анализу подобных схем. Для упрощения анализа будем предполагать, что применяемые операционные усилители имеют бесконечно большой коэффициент усиления с разомкнутой ООС и постоянное бесконечно малое выходное сопротивление, оба параметра не зависят от частоты входного сигнала. Схема имеет токовый вход в узле а и выход по напряжению в узле б. По правилу виртуального замыкания входов ОУ, охваченного обратной связью, напряжение в точке а, на инвертирующем входе, равно напряжению на неинвертирующем входе ОУ, т.е. нулю. Это означает, что на инвертирующем входе ОУ создается “виртуальная земля”. На эквивалентной схеме

1b, виртуальная земля помечена звездочкой. Этот узел ведет себя так же, как и любой земляной узел, но ток, втекающий в него из одной ветви, должен обязательно вытечь в другую. Это обусловлено правилом нулевых входных токов идеального ОУ. Таким образом, ток  $I$ , втекающий в узел  $a$ , должен вытечь через резистор  $R$  на выход ОУ. Для этого на выходе ОУ, в точке  $b$ , выделяется напряжение  $V = -IR$ . Отношение  $K$  напряжения на выходе ОУ к току на его входе, будет равно

$$K = V/I = -IR/I = -R. \quad (1)$$

Это значение измеряется в Омах и называется передаточным импедансом (трансимпедансом) преобразователя ток-напряжение. Его можно рассматривать, как сопротивление, которое “видит” со своей стороны источник тока. На рис. 1с представлен пример пассивного преобразователя ток-напряжения на резисторе. Легко видеть, что схема 1b полностью аналогична схеме 1с, только резистор из-за отрицательного передаточного импеданса оказывается перевернут “задом наперед”.

Введем в схему преобразователя частотно-зависимое звено, конденсатор  $C$  (рис. 2а). Теперь ток  $I$ , втекающий в точку  $a$ , вытекает через включенные параллельно  $R$  и  $C$ , поэтому напряжение  $V$  на выходе ОУ должно быть таким, чтобы суммарный ток через них был равен  $I$ . Отсюда

$$V = -IR \parallel Z(C) = \frac{-IRZ(C)}{R + Z(C)} = -\frac{IR}{2\pi f C R + 1}, \quad (2)$$

где  $Z(C) = \frac{1}{2\pi f C}$  – импеданс конденсатора  $C$  на частоте  $f$ . Разделив, как и в предыдущем примере,  $V$  на  $I$ , получим трансимпеданс преобразователя:

$$K(f) = \frac{V}{I} = -\frac{R}{2\pi f C R + 1} \quad (3)$$

Заметим, что трансимпеданс зависит от частоты, а схема на рис. 2 представляет собой фильтр нижних частот с токовым входом первого порядка. Теория фильтров, имеющих вход по напряжению, подробно изложена в

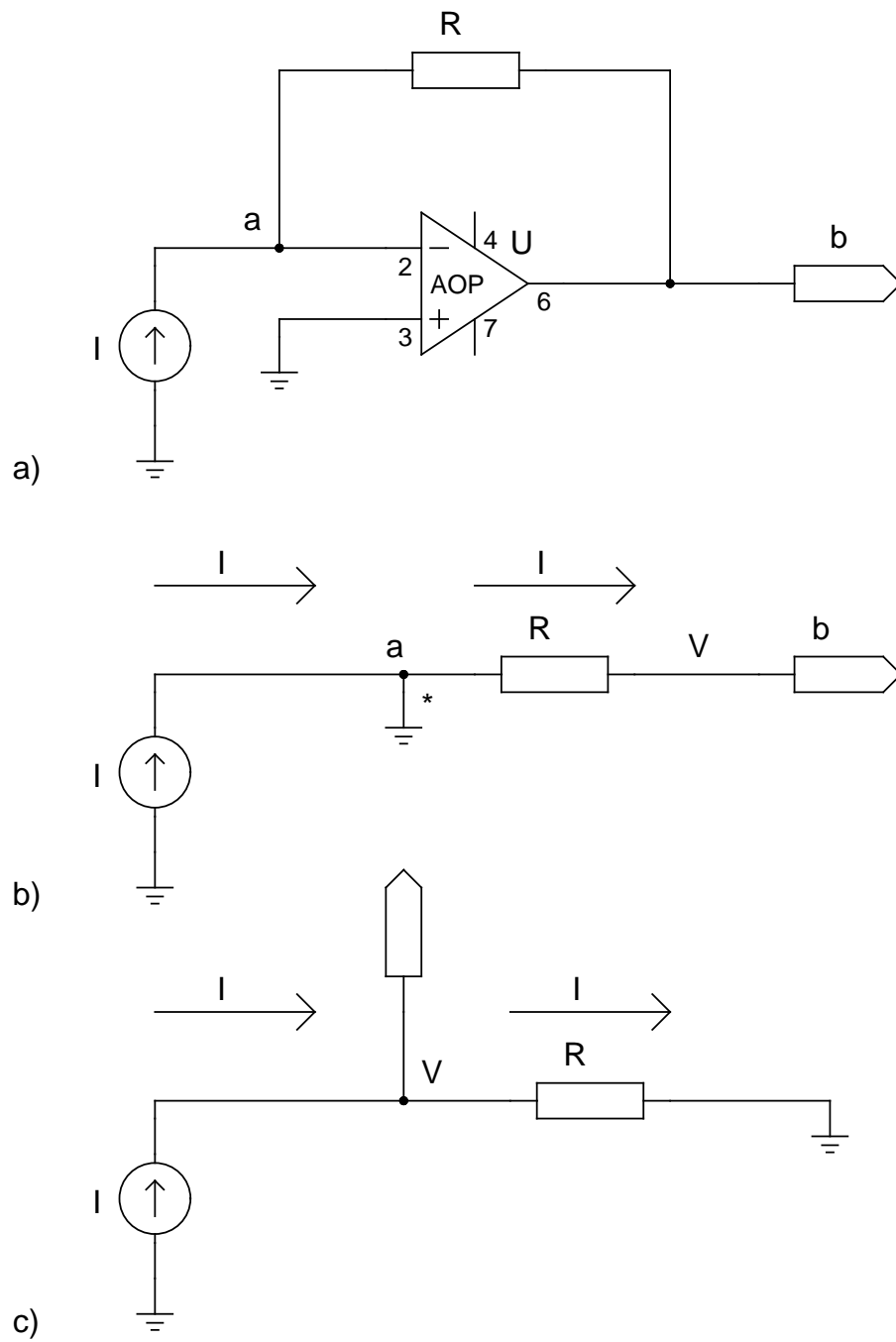


Рис. 1. Элементарный преобразователь ток-напряжения на ОУ

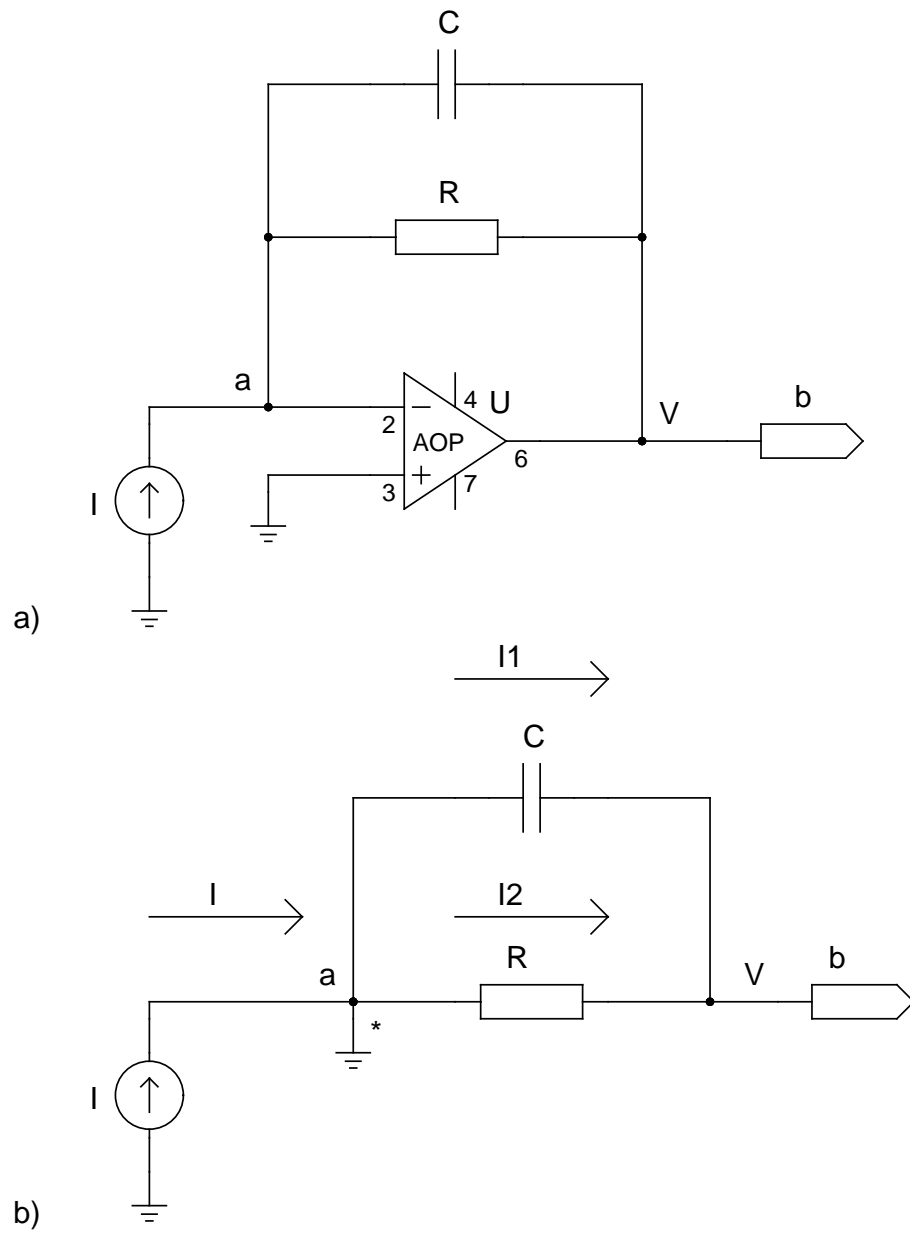


Рис. 2. ФНЧ первого порядка с токовым входом

[1]. По аналогии можно записать передаточный импеданс звена второго порядка с токовым входом:

$$K(s_n) = \frac{V}{I} = \frac{R_0}{1 + a_1 s_n + b_1 s_n^2}, \quad (4)$$

где  $s_n = \frac{s}{\omega_g} = \frac{j\omega}{\omega_g} = \frac{jf}{f_g}$  – комплексная частота, нормированная к частоте среза  $\omega_g$ ;  $R_0$  – передаточный импеданс фильтра по постоянному току. Такая запись знаменателя позволяет напрямую приравнять коэффициенты  $a_1$  и  $b_1$  коэффициентам полинома Баттерворта, Чебышева или Бесселя, для получения заданной характеристики фильтра. Полиномы Бесселя (обратные) представляют наибольший интерес для звуковых применений, так как обеспечивают постоянное групповое время задержки вплоть до определенной частоты  $f_0$ . Если принять  $f_g$  за  $f_0$ , то для обратного полинома Бесселя 2-го порядка  $a_1 = 1$ ,  $b_1 = 1/3$ . Коэффициенты Бесселя для более высоких порядков также приведены в [1].

В общем случае, для фильтра  $n$ -го порядка можно записать трансимпеданс в виде:

$$K(s_n) = \frac{R_0}{(1 + a_1 s_n + b_1 s_n^2)(1 + a_2 s_n + b_2 s_n^2)\dots}, \quad (5)$$

Здесь знаменатель представлен в виде произведения знаменателей звеньев второго порядка, включенных последовательно. Для синтеза фильтра произвольного порядка можно в качестве первого звена использовать фильтр второго порядка с токовым входом, а в качестве последующих – звенья со входом по напряжению второго порядка, синтез которых подробно рассмотрен в [1]. Если нужен нечетный порядок фильтра, одно из звеньев берется первого порядка, а его коэффициент  $b$  приравнивается нулю. Таблицы коэффициентов  $a_k$  и  $b_k$  для фильтров различных порядков приведены в [1, 2]. Как правило, коэффициенты полиномов пересчитываются так, чтобы  $f_g$  соответствовала точке -3дБ на АЧХ фильтра, это удобно для оценки АЧХ в первом приближении. Если же ставится задача обеспечить именно

постоянное ГВЗ до некоторой частоты, можно составить полином Бесселя  $n$ -го порядка, разложить его на сомножители 2-го порядка и использовать полученные коэффициенты при расчете номиналов фильтра.

Рассмотрим преобразователь ток-напряжение с фильтром второго порядка. Его применение в качестве первого звена фильтра для ДС ЦАП имеет ряд преимуществ перед обычным активным преобразователем ток-напряжение и звеном первого порядка. Прежде всего подобная схемотехника позволяет снизить скорость нарастания напряжения, достигаемую на выходе ОУ преобразователя, что соответственно расширяет возможности по выбору микросхем ОУ в звеньях. В частности можно отказаться от применения в преобразователе ОУ с токовой ООС, для которых характерны худшие параметры по постоянному току и приведенный ко входу шум. Схема преобразователя представлена на рис. 3а, а ее эквивалентная схема, на рис. 3б.

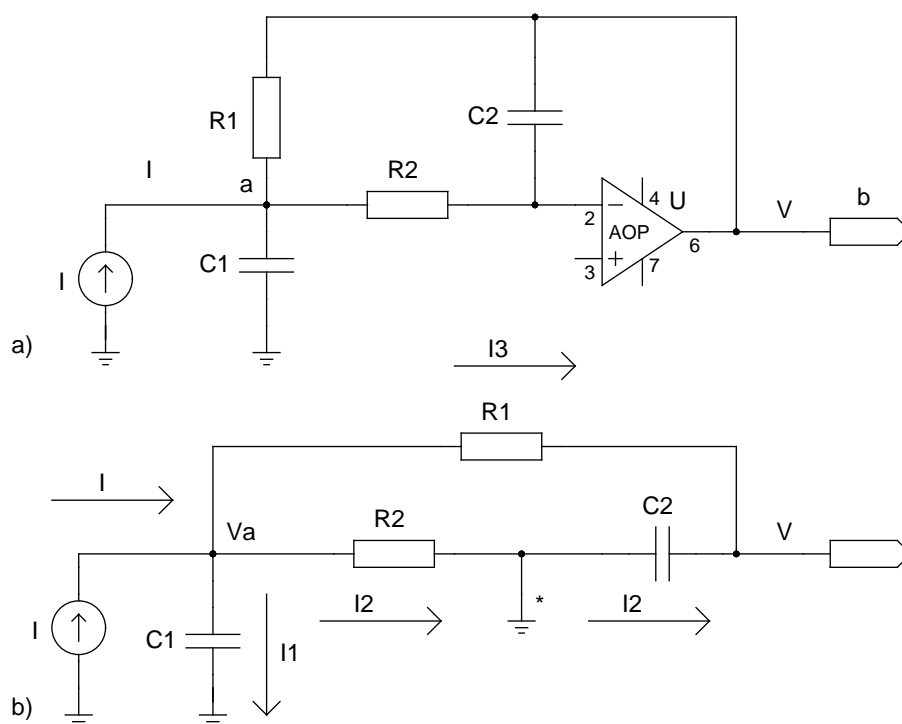


Рис. 3. ФНЧ второго порядка с токовым входом

По закону Кирхгофа для узлов:

$$I = I_1 + I_2 + I_3 = \frac{V_a}{Z(C_1)} + \frac{V_a}{R_2} + \frac{V_a - V}{R_1}. \quad (6)$$

С другой стороны, ток, вытекающий через конденсатор  $C_2$ , должен быть равен  $I_2$ , втекающему в виртуальную землю. Поэтому

$$I_2 = \frac{V_a}{R_2} = \frac{-V}{Z(C_2)} = -2 \pi f C_2 V, \quad (7)$$

откуда можно выразить  $V_a$ :

$$V_a = -2 \pi f C_2 R_2 V. \quad (8)$$

Подставляя (8) в (6), получаем выражение тока  $I$  через напряжение  $V$  на выходе фильтра:

$$I = \frac{-2 \pi f C_2 R_2 V - V}{R_1} - 4 \pi^2 f^2 C_1 C_2 R_2 V - 2 \pi f C_2 V \quad (9)$$

Делим  $V$  на полученное выражение для  $I$ , приводим подобные и группируем переменные в знаменателе по степеням  $f$ :

$$K(f) = -\frac{R_1}{f (2 \pi C_2 R_2 + 2 \pi C_2 R_1) + 4 \pi^2 f^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + 1} \quad (10)$$

Заменим в (10)  $f$  на  $s_n \cdot f_g$  и приведем выражение к виду (4):

$$K(s_n) = -\frac{R_1}{f_g (2 \pi C_2 R_2 + 2 \pi C_2 R_1) s_n + 4 \pi^2 f_g^2 C_1 C_2 R_1 R_2 s_n^2 + 1} \quad (11)$$

Выразим коэффициенты  $a_1$  и  $b_1$  из (11):

$$a_1 = 2 \pi f_g C_2 (R_2 + R_1) \quad (12)$$

$$b_1 = 4 \pi^2 f_g^2 C_1 C_2 R_1 R_2 \quad (13)$$

Опираясь на эти формулы можно проектировать ФНЧ с токовым входом для нужной частоты  $f_g$ . Например, задавшись значениями  $R_1$  и  $C_2$ , выразим  $R_2$  (12):

$$R_2 = -\frac{2 \pi f_g C_2 R_1 - a_1}{2 \pi f_g C_2}. \quad (14)$$

Зная  $R_2$ , можно определить значение  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{b_1}{4 \pi^2 f_g^2 C_2 R_1 R_2} = -\frac{b_1}{2 \pi f_g R_1 (2 \pi f_g C_2 R_1 - a_1)}. \quad (15)$$

Выбрав семейство фильтров Бесселя ( $a_1 = 1.3617$ ,  $b_1 = 0.618$ ), при  $f_g = 33000$ Гц,  $C_2 = 2.2$ нФ и  $R_1 = 1$ кОм, получаем  $R_2 = 1985 \approx 2$ кОм. Подставляем значение  $R_2$  в (15), получаем значение  $C_1 \approx 3.3$ нФ. ЛАФЧХ и ГВЗ фильтра с соответствующими номиналами представлены на рис. 4 и 5.

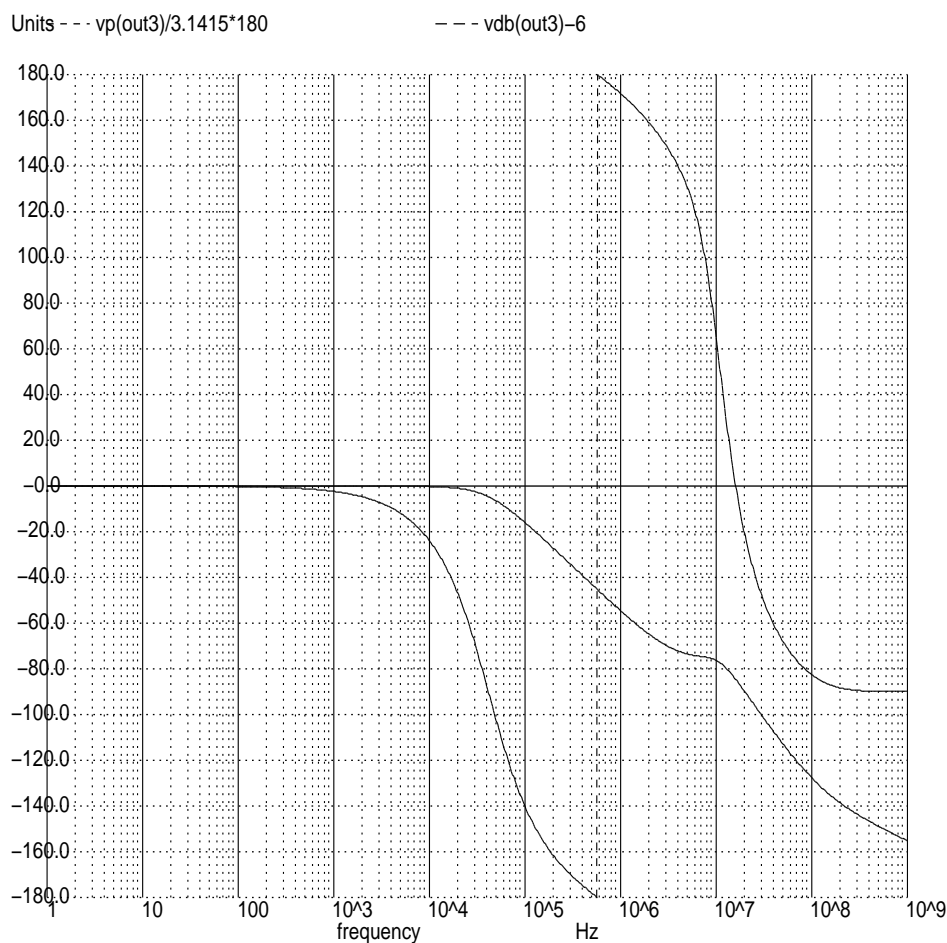


Рис. 4. ЛАФЧХ ФНЧ Бесселя второго порядка с токовым входом

Таким образом, используя формулы (12), (13) и таблицы коэффициентов из [1, 2], можно синтезировать фильтры с токовым входом произвольного порядка, оптимизируя необходимые для конкретного применения характеристики. В первом приближении анализ погрешностей показывает, что синтезированные схемы малочувствительны к номиналам компонентов.



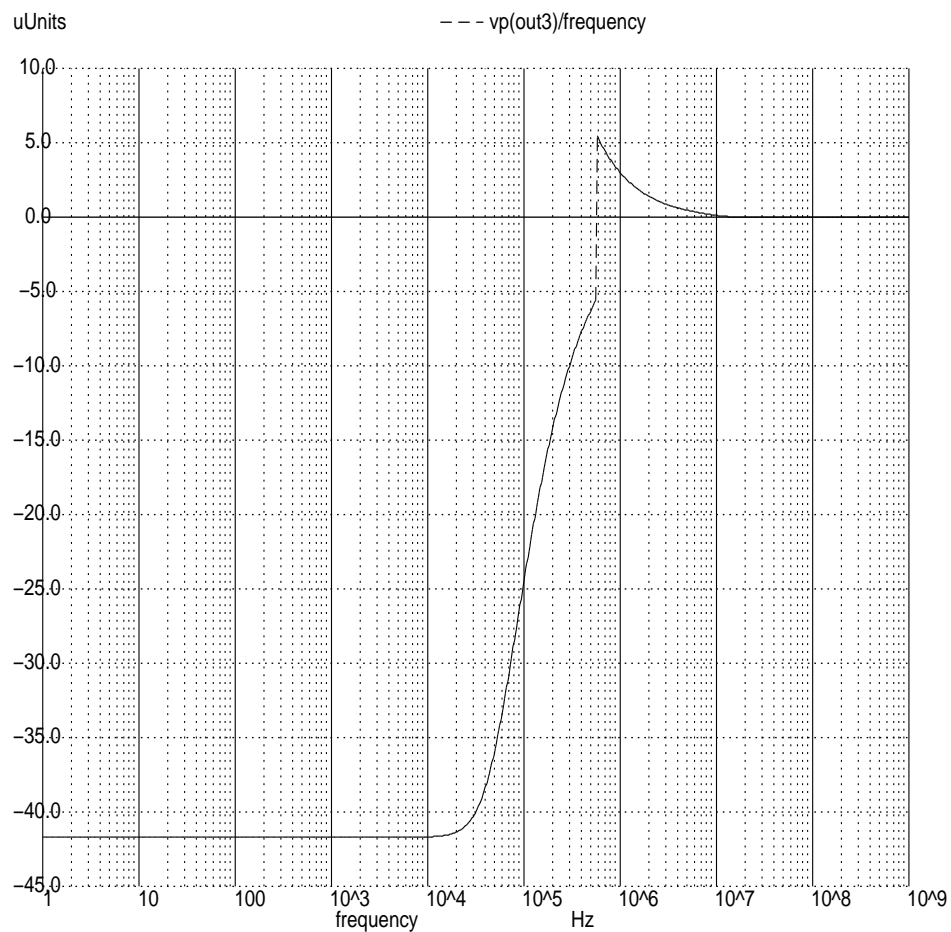


Рис. 5. ГВЗ ФНЧ Бесселя второго порядка с токовым входом

## Литература

1. Шенк К. Титце У. Полупроводниковая схемотехника. 12 е изд. Том II: Пер. с нем. М.: ДМК Пресс, 2007.
2. Г. Мур Д. Джонсон, Дж. Джонсон. Справочник по активным фильтрам: Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1983.