

Дэвид Вестерман, National Semiconductor

# ПРИМЕНЕНИЕ ТРАНСИМПЕДАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В статье рассмотрен расчет устойчивости и полосы пропускания **трансимпедансных операционных усилителей** с корректирующей емкостью в цепи обратной связи. Проведен расчет конденсатора для практической схемы, показаны экспериментальные осциллограммы и даны рекомендации по настройке. Перевод статьи, первоначально опубликованный в третьем номере журнала «Электронные компоненты» за 2008 год, перепечатывается с разрешения редакции «ЭК».

## Введение

Передаточная функция трансимпедансного операционного усилителя (ТИОУ) представляет собой зависимость выходного напряжения от входного тока и имеет размерность сопротивления. К ТИОУ относятся ОУ с токовой обратной связью. Когда к входу ОУ с обратной связью по напряжению подключен источник тока, например фотодиод (в обратную связь в этом случае включает резистор с большим сопротивлением), ОУ также можно считать ТИОУ. Для стабилизации схемы параллельно этому резистору ставится конденсатор достаточно большой емкости. В статье рассматривается расчет конденсатора для получения наибольшей полосы пропускания с сохранением устойчивости схемы.

## Основные расчетные соотношения

На рисунке 1 показана полная схема ТИОУ, используемого для усиления тока фотодиода VD. В большинстве случаев для смещения  $V_{смещ}$  используется шина питания +V. На эквивалентной схеме (см. рис. 2) фотодиод представлен в виде источника тока  $I_{PH}$  и паразитных емкостей. Эта схема удобна для нахождения передаточной характеристики ТИОУ. Примем, что усилитель идеален,

поэтому на инвертирующем входе виртуальный ноль. Емкости  $C_{CM}$  и  $C_J$  не влияют на передаточную функцию, поэтому мы их не учитываем. Таким образом, выражение для передаточной характеристики имеет следующий вид:

$$\frac{V_{OUT}}{I_{PH}} = -\frac{R_F}{(1 + sC_F R_F)} \quad (1)$$

отсюда

$$V_{OUT} = -\frac{I_{PH} R_F}{(1 + sC_F R_F)} \quad (2)$$

Таким образом, появляется полюс на частоте  $f_p = 1/2\pi R_F C_F$ , который стабилизирует схему (этот эффект будет рассмотрен позже). Для нахождения коэффициента передачи ОС обозначим:  $C_{IN} = C_J + C_{CM}$ . Таким образом получаем простую дифференцирующую схему с заземленной входной емкостью  $C_{IN}$ . Коэффициент передачи сигнала ОС характеризует величину напряжения, которое передается с выхода ОУ на вход.

После некоторых упрощений получаем окончательное выражение для коэффициента обратной связи F:

$$F = \frac{(1 + sC_F R_F)}{1} + s(C_{IN} + C_F)R_F \quad (3)$$

Таким образом, коэффициент F для ТИОУ выражается так же, как и для дифференцирующей цепочки. Разница заключается только в



добавлении емкости  $C_{IN}$ , которая представляет собой сумму емкости фотодиода и входной емкости усилителя. Заметим, что для низких частот  $F = 1$ . Коэффициент усиления с ОУ обратной связью ОУ равен  $1/F$ . Для устойчивости в схему добавляют стабилизирующий конденсатор  $C_F$ . Однако включение дополнительной емкости уменьшает полосу пропускания, поэтому следует искать компромисс.

На рисунке 3 показаны частотные зависимости коэффициента усиления A без обратной связи и коэффициента усиления  $1/F$  с ОС при оптимальном значении  $C_F$ . Полюс  $1/F$  находится на графике A, другими словами, значение  $C_F$  оптимально при  $A = 1/F$  или  $A_F = 1$ . В отсутствие  $C_F$   $1/F = 0$ , что вызывает сдвиг фаз почти на  $180^\circ$  в точке пересечения графиков A и  $1/F$ . Появление полюса на частоте  $f_p$  обеспечивает компенсацию с опережением или запаздыванием, при этом фазовый сдвиг в точке пересечения составляет  $135^\circ$ , таким образом, запас по фазе составит  $45^\circ$ . При недостаточной компенсации усилителя точка пересечения будет лежать выше второго полюса ТИОУ.

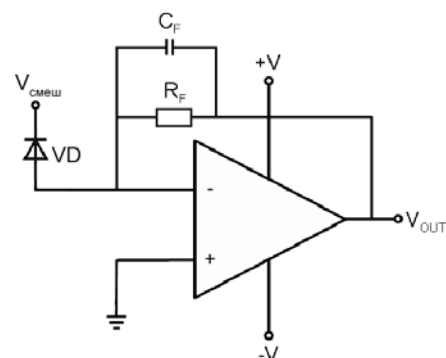


Рис. 1. Схема включения ТИОУ

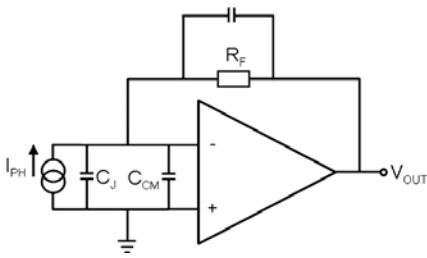


Рис. 2. Эквивалентная схема фотодиода.  $C_J$  – емкость обедненной области диода;  $I_{PH}$  – ток диода

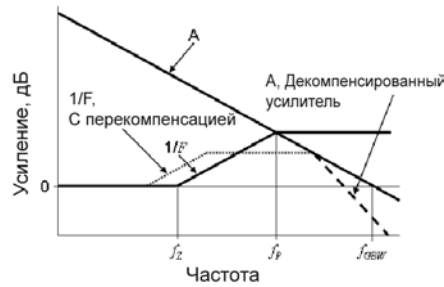


Рис. 3. Амплитудно-частотные характеристики ТИОУ с разомкнутой и замкнутой ОС

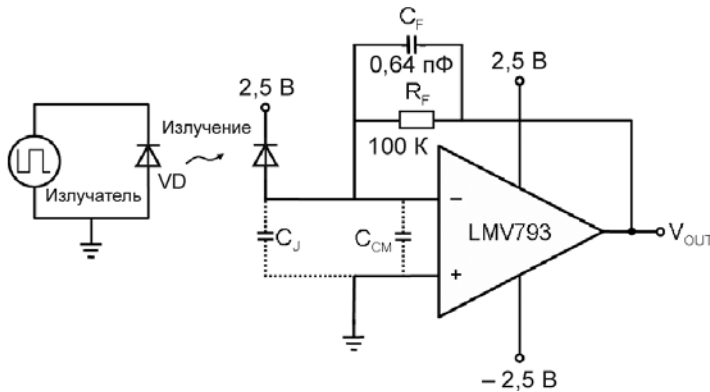


Рис. 4. Практическая схема реализации ТИОУ

Из выражения для  $F$  найдем значение полюса  $1/F$ :

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_F R_F} \quad (4)$$

Частота, до которой  $1/F = 0$ , выражается следующим образом:

$$f_z = \frac{1}{2\pi(C_{IN} + C_F)R_F} \quad (5)$$

При частоте  $fz$  наклон графика  $1/F$  меняется с 0 дБ на +20 дБ. Для стабильности работы усилителя наклон снова должен стать равным нулю. Это достигается как раз на втором полюсе, обусловленным конденсатором  $C_F$ .

На рисунке 3 пунктиром изображен случай перекомпенсации, когда величина  $C_F$  слишком большая. В этом случае полюс сдвигается на более низкую частоту. Более того, влияние слагаемого  $C_{IN}$  в знаменателе выражения (5) уменьшается, поэтому частота  $fz$  также уменьшается. Перекомпенсацию следует применять тогда, когда усилитель недостаточно компенсирован и точка пересечения графиков  $A$  и  $1/F$  находится рядом со вторым полюсом характеристики  $A$ .

Коэффициент усиления без ОС находится из простого соотношения:

$$A = \frac{\omega_{GBW}}{\omega} = \frac{f_{GBW}}{f}, \quad (6)$$

где  $f_{GBW}$  – частота единичного усиления.

Учитывая, что  $A_F = 1$ , опуская промежуточные преобразования и упрощая полученные выражения, в конечном итоге получаем выражение:

$$1 + \left(\frac{C_{IN} + C_F}{C_F}\right)^2 = 8(\pi f_{GBW} C_F R_F)^2 \quad (7)$$

Это уравнение довольно сложно решить относительно  $C_F$ . Для большинства случаев справедливо допущение  $C_{IN} \gg C_F$ . Принимая его, получаем окончательное выражение для  $C_F$ :

$$C_F = \sqrt{\frac{C_{IN}}{2\sqrt{2}\pi f_{GBW} R_F}} \quad (8)$$

Это формула для нахождения оптимальной величины емкости  $C_F$ . Если  $C_F$  требуется слишком большая и вызывает звон в схеме, то следует использовать перекомпенсацию. Однако перекомпен-

ция уменьшит полосу пропускания ТИОУ

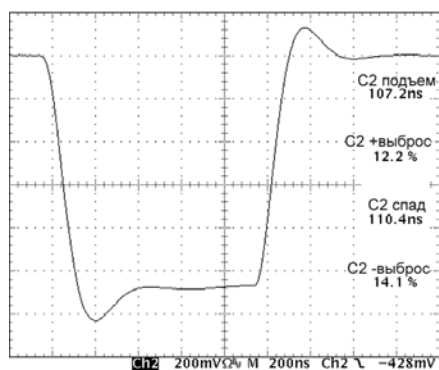
### Практический пример

Рассмотрим схему (см. рис. 4) на операционном усилителе LMV793 фирмы National Semiconductor. Это средний по быстродействию усилитель с недостаточной компенсацией, полосой пропускания 88 МГц и входной емкостью 15 пФ. В качестве датчика выбран фотодиод PIN-HR040 фирмы OSI Optoelectronics с полосой пропускания 300 МГц, чтобы он не ограничивал полосу пропускания усилителя. Емкость фотодиода 7 пФ. В качестве источника света используются лазерные диоды с короткими фронтами и срезами (5 нс). Сопротивление в цепи обратной связи  $R_F = 100$  кОм для получения большого коэффициента усиления.

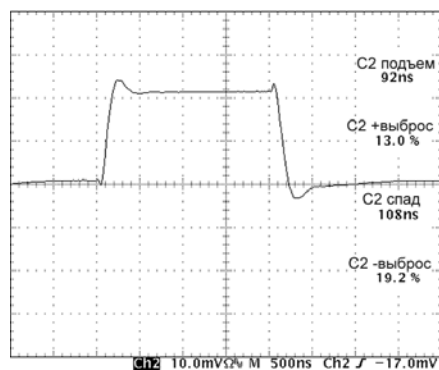
Развязывающие конденсаторы источников питания не показаны, однако следует учитывать, что на каждой шине питания установлен танталовый конденсатор емкостью 6,8 мкФ для фильтрации низких частот и керамический конденсатор емкостью 0,1 мкФ для фильтрации высоких частот. Керамический конденсатор следует размещать как можно ближе к выводам питания операционного усилителя.

Емкость фотодиода  $C_J = 7$  пФ, входная емкость усилителя  $C_{CM} = 15$  пФ, значит, суммарная входная емкость составляет  $C_{IN} = 22$  пФ. Используя выражение (8), получаем  $C_F = 0,53$  пФ. Это очень маленькое значение. В схему включен конденсатор с номинальной емкостью 0,5 пФ, однако его измеренное значение оказалось 0,64 пФ, таким образом, ТИОУ немного перекомпенсирован. Полосу пропускания можно найти исходя из постоянной времени  $R_F C_F$  или по временам фронта. В первом случае получаем 2,5 МГц, а во втором 3,2 МГц. Наличие выброса говорит о том, что запаса по фазе 45° не хватает. Выходная реакция усилителя показана на рисунке 5а и 5б.

Теперь рассмотрим ТИОУ с маленьким коэффициентом усиления. Для этого в схему на ри-



а)



б)

Рис. 5. Выходной сигнал ТИОУ при  $R_f = 100 \text{ кОм}$

сунке 4 включим  $R_f = 10 \text{ кОм}$ , при этом коэффициент усиления уменьшится в 10 раз, а полоса пропускания расширится. Однако излучение светодиода теперь должен быть в десять раз ярче для получения того же уровня выходного сигнала. Расчетное значение стабилизирующей емкости  $C_F = 1,7 \text{ пФ}$ , а номинальная емкость конденсатора в схеме равна  $1,8 \text{ пФ}$ . При данных параметрах полюс располагается на частоте  $8,8 \text{ МГц}$ , а коэффициент усиления с ОС  $1/F = 10$ , это минимально допустимый коэффициент усиления для стабильной работы LMV793.

Таким образом, все условия стабильности работы двухполюсной схемы выполнены, однако при испытаниях в лаборатории выявляется довольно сильный звон схемы. Это могло быть вызвано наличием дополнительных полюсов и нулей, близко расположенных ко второму полюсу. Потребовалась перекомпенсация схемы. Примем  $C_F = 2,7 \text{ пФ}$ . На рисунке 6 показана выходная реакция ТИОУ при  $R_f = 10 \text{ кОм}$   $C_F = 2,7 \text{ пФ}$ . Времена фронта и среза для данной схемы равны приблизительно 33 нс, отсюда полоса пропускания составляет  $10,6 \text{ МГц}$ . Полюс располагается на частоте  $5,9 \text{ МГц}$ . Выходной сигнал ТИОУ для этого случая показан на рисунке 6.

**Заключение**

Устойчивость ТИОУ рассчитывается так же, как и для дифференциального усилителя. Единственная разница между ними заключается в использовании светодиода в качестве

источника входного тока. Фотодиод не влияет на расчет стабильности, его емкость учитывается во входной емкости усилителя.

В лаборатории были протестированы две схемы с разными коэффициентами усиления. Результаты экспериментов сходятся с теоретическими. Выражение (8) для  $C_F$  применимо для всех видов дифференциальных усилителей, более того, несмотря на разли-

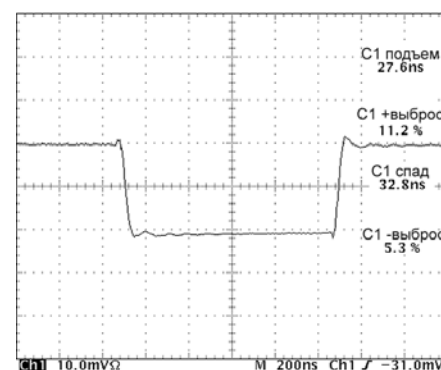


Рис. 6. Выходной сигнал ТИОУ при  $R_f = 10 \text{ кОм}$

чие передаточных характеристик ТИОУ и дифференциального усилителя, выражения для коэффициента передачи сигнала ОС в расчете стабильности обоих усилителей совпадают.

Получение технической информации, заказ образцов, поставка — e-mail: theory.vesti@compel.ru

**LPC3200 — новое семейство 32-разрядных микроконтроллеров**



**NXP Semiconductors** объявила о расширении линейки своей продукции на базе архитектур ARM7TM и ARM9TM, представив семейство микроконтроллеров **LPC3200**. Микроконтроллеры NXP семейства LPC3200 построены на основе популярного процессора ARM926EJTM и предназначены для использования в бытовых, промышленных, медицинских и автомобильных устройствах. В семейство LPC3200 входят LPC3220, LPC3230, LPC3240 и LPC3250.

Семейство разработано по 90-нм производственному процессу на основе высокопроизводительного ядра ARM926EJ, содержит векторный блок вычислений с плавающей запятой (Vector Floating Point, VFP), контроллер ЖК-монитора, Ethernet MAC, On-The-

Go USB, эффективную матрицу шин и поддерживает широкий диапазон стандартных периферийных устройств.

Микроконтроллеры семейства LPC3000 разработаны для обеспечения гибкости в применениях, требующих быстрой и одновременной передачи данных и сочетают в себе высокую производительность, низкое энергопотребление и поддержку большого количества периферийных устройств. В этих устройствах реализованы интерфейсы I<sup>2</sup>C, I<sup>2</sup>S, SPI, SSP, UART, USB, OTG, SD, PWM, A/D для сенсорных экранов, имеется адаптер 10/100 Ethernet MAC и 24-разрядный контроллер ЖК-монитора с поддержкой панелей STN и TFT. Семейство поддерживает модули памяти DDR, SDR, SRAM, а также флэш-память. Возможна загрузка с устройств флэш-памяти NAND, памяти SPI, UART или SRAM.

Поставка опытных образцов микроконтроллеров NXP семейства LPC3200 начнется в апреле 2008 года, начало массовых поставок планируется на третий квартал 2008 года.