

Практические приёмы предотвращения неустойчивости ОУ в схемах с ёмкостной нагрузкой

Soufiane Bendaoud, Giampaolo Marino, Июнь 2004

Ёмкостные нагрузки часто вызывают проблемы, отчасти потому, что они могут уменьшить ширину полосы выходного сигнала и скорость нарастания, но главным образом потому, что запаздывание фазы, которое они создают в контуре обратной связи операционного усилителя, может вызвать неустойчивость. Хотя некоторая ёмкостная нагрузка неизбежна, усилители часто подвергаются достаточной ёмкостной нагрузке, чтобы вызвать выбросы, звон и даже колебания. Эта проблема особенно серьёзна, когда необходимо приводить в действие большие ёмкостные нагрузки, такие как ЖК-панели или коаксиальные кабели с плохой нагрузкой, но также могут возникнуть неприятные сюрпризы в точных низкочастотных схемах и схемах постоянного тока.

Операционный усилитель наиболее подвержен неустойчивости в схеме повторителя с единичным усилением, либо потому, что затухание в контуре отсутствует, либо из-за большой синфазной составляющей входного сигнала, которая, хотя и несущественно влияет на точность усиления, может модулировать усиление контура в неустойчивые области.

Способность операционного усилителя управлять ёмкостными нагрузками зависит от нескольких факторов:

1. внутренняя архитектура усилителя (например, выходной импеданс, коэффициент усиления и запас по фазе, схема внутренней компенсации);
2. характер сопротивления нагрузки;
3. затухание и фазовый сдвиг цепи обратной связи, включая влияние выходных нагрузок, входных сопротивлений и паразитных ёмкостей.

Среди параметров, указанных выше, **выходное сопротивление** усилителя R_o (R_{out} на рис. 1), является одним из факторов, который больше всего влияет на работу с ёмкостными нагрузками. В идеале, стабильный операционный усилитель с $R_o=0$ будет управлять любой ёмкостной нагрузкой без ухудшения фазовой характеристики.

Чтобы избежать ухудшения характеристик при небольших нагрузках, большинство усилителей не имеют достаточной внутренней компенсации при значительных ёмкостных нагрузках, поэтому **необходимо использовать методы внешней компенсации** для оптимизации тех приложений, в которых необходимо обрабатывать большую ёмкостную нагрузку на выходе операционного усилителя. Типичные области применения включают в себя усилители выборки-хранения, пиковые детекторы и схемы управления коаксиальными кабелями.

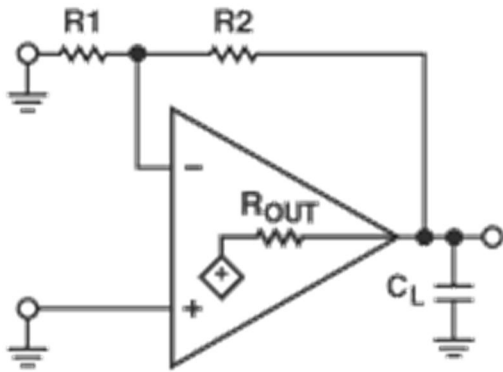


Рис. 1. Простая схема операционного усилителя с емкостной нагрузкой

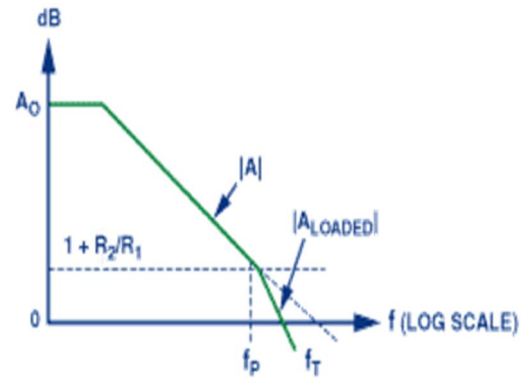


Рис. 2. Диаграмма Боде для схемы на рис. 1

Емкостная нагрузка, как показано на рисунках 1 и 2, одинаково влияет на усиление разомкнутого контура, независимо от того, находится ли активный вход на неинвертирующей или инвертирующей клемме: ёмкость нагрузки C_L с неподключенным к цепи ОС выходным сопротивлением R_o формируют полюс. Коэффициент усиления при подключённой емкостной нагрузке может быть выражен следующим образом:

$$A_{loaded} = A \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_p}}$$

где $f_p = \frac{1}{2\pi R_o C_L}$; A – усиление ОУ с разомкнутым контуром ОС

Наклон -20 дБ/декада и запаздывание 90° , вносимое полюсом, добавляемое к наклону -20 дБ и 90° , вносимое усилителем (плюс любые другие существующие запаздывания), приводит к наклону передаточной характеристики -40 дБ на декаду, что и вызывает нестабильность.

В этой статье обсуждаются типичные вопросы влияния емкостных нагрузок на характеристики некоторых схем усилителей и предлагаются методы решения проблем нестабильности, которые они поднимают.

Вы выберете технику компенсации, которая наилучшим образом соответствует вашей схеме. Некоторые примеры подробно описаны ниже. Например, вот метод компенсации, который имеет дополнительное преимущество фильтрации шума операционного усилителя через цепь обратной связи RC.

Компенсация в цепи ОС

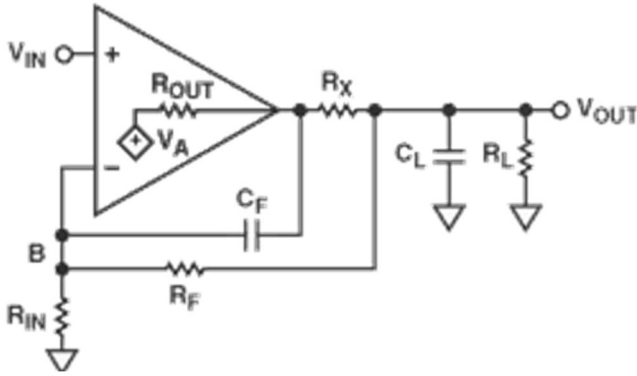


Рис. 3. Схема компенсации внутри цепи ОС

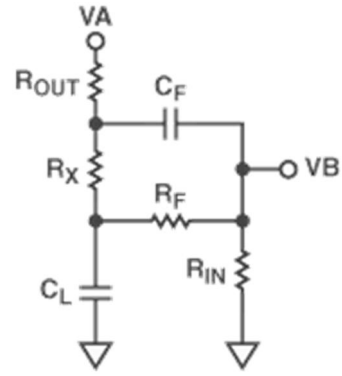


Рис. 4. Схема обратная связи

На рисунке 3 показан широко используемый метод компенсации, который часто называют *внутриконтурной* компенсацией. Небольшой последовательный резистор R_X используется для развязки выходного сигнала усилителя от C_L ; и небольшой конденсатор C_F в петле обратной связи обеспечивает высокочастотное шунтирование вокруг C_L .

Чтобы лучше понять эту технику, рассмотрим перерисованную часть схемы с обратной связью (рис. 4). V_B подключён к инвертирующему входу усилителя.

Конденсаторы C_F и C_L представляют разомкнутую цепь на постоянном токе и короткое замыкание на высоких частотах. Имея это в виду и обращаясь к схеме на рис. 4, применим этот принцип к каждому конденсатору.

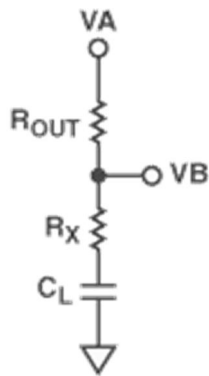


Рис. 5а. C_F короткозамкнут

При коротком замыкании C_F , $R_X \ll R_F$ и $R_{OUT} \ll R_{in}$, полюс и ноль являются функциями C_L , R_{OUT} и R_X

$$f_p = \frac{1}{2\pi(R_{OUT} + R_X)C_L}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_X C_L}$$

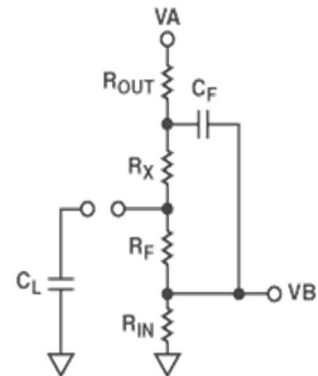


Рис. 5б. C_L с открытым контуром

При разомкнутом C_L полюс и ноль являются функцией C_F :

$$f_p = \frac{1}{2\pi[(R_X + R_F) \parallel (R_{OUT} + R_{in})C_F]}$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi(R_X + R_F)C_F}$$

f_p — частота полюса, f_z — частота нуля

Приравнивая полюс в случае 1 к нулю в случае 2 и полюс в случае 2 к нулю в случае 1, мы получаем следующие два уравнения:

$$R_X = \frac{R_{OUT} R_{in}}{R_F}, C_F = \left(1 + \frac{1}{A_{cl}}\right) \left(\frac{R_F + R_{in}}{R_F^2}\right) C_L R_{OUT}$$

Формула для C_F включает член $A_{cl} = 1 + \frac{R_F}{R_{in}}$ (усиление в замкнутом контуре усилителя). Экспериментально было установлено, что член $\frac{1}{A_{cl}}$ необходимо включить в формулу для C_F . Для вышеупомянутой схемы эти два уравнения позволяют рассчитать компенсацию для любого операционного усилителя с любой приложенной емкостной нагрузкой.

Хотя этот метод помогает предотвратить колебания при использовании больших емкостных нагрузок, он резко снижает пропускную способность замкнутой цепи. Полоса пропускания больше не определяется операционным усилителем, а скорее внешними компонентами, C_F и R_F , создавая полосу пропускания замкнутого контура: $f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C_F R_F}$.

Хороший практический пример такого метода компенсации можно увидеть с ОУ AD8510, усилителем, который может безопасно управлять емкостной нагрузкой до 200 пФ, сохраняя при этом фазовый запас 45° при единичном усилении. С AD8510 в схеме на рис. 3, настроенной на коэффициент усиления 10, с ёмкостью нагрузки 1 нФ на выходе и типичным выходным сопротивлением 15 Ом, значения R_X и C_F , рассчитанные с использованием приведённых выше формул составляют 2 Ом и 2 пФ. Отклики прямоугольной формы на рис. 6 и 7 показывают быстрый отклик с некомпенсированным звоном и более медленный, но монотонно скорректированный отклик.

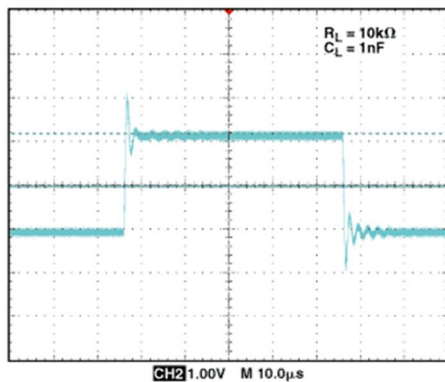


Рис. 6. Выходной отклик AD8510 без компенсации

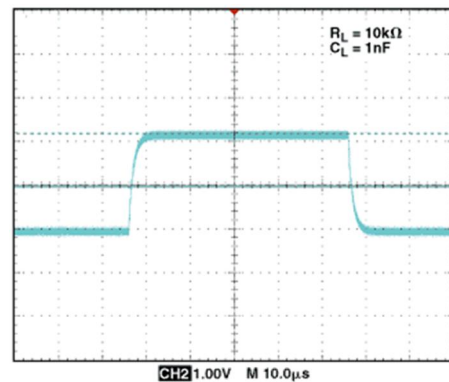


Рис. 7 Выходной отклик AD8510 с компенсацией

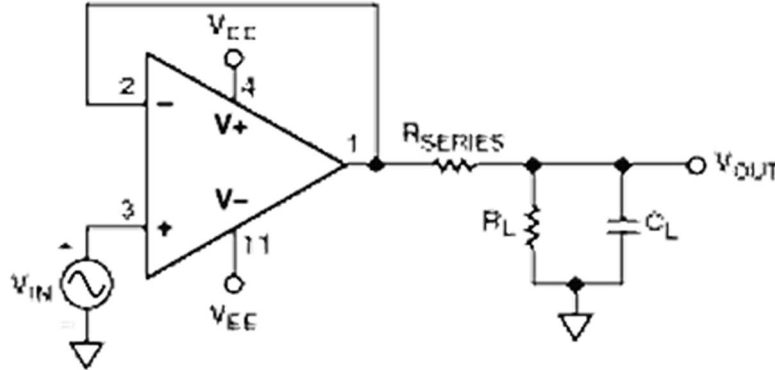
Обратите внимание, что, на рис. 7, поскольку R_X находится внутри контура обратной связи, его наличие не снижает точность постоянного тока. Тем не менее, R_X всегда должен быть достаточно мал, чтобы избежать чрезмерного снижения выходного колебания и снижения скорости нарастания.

Предостережение. Приёмы, обсуждаемое здесь, обычно используются с усилителями с обратной связью по напряжению. Усилители, использующие обратную связь по току, требуют другого подхода. Если эти методы используются с усилителем с обратной связью по току, интегрирование, вызванное C_F , приведёт к возбуждению.

Компенсация вне цепи ОС

Самый простой способ — это использовать один внешний резистор последовательно с выходом. Этот метод эффективен, но дорог с точки зрения характеристик (рис. 8).

Рис. 8. R_{series} изолирует контур обратной связи усилителя от емкостной нагрузки



Здесь резистор R_{series} помещается между выходом и нагрузкой. Основная функция этого резистора — изолировать выход операционного усилителя и цепь обратной связи от емкостной нагрузки. Функционально он вводит ноль в передаточную функцию цепи обратной связи, что уменьшает фазовый сдвиг контура на высоких частотах. Для того, чтобы обеспечить хороший уровень стабильности, значение R_{series} должны быть таким, чтобы добавляемый ноль был по меньшей мере, на декаду ниже точки пересечения частотной характеристики ОУ с характеристикой усилителя с единичным коэффициентом усиления. Требуемое значение последовательного сопротивления зависит, прежде всего, от выходного сопротивления используемого усилителя. Для предотвращения нестабильности обычно достаточно значений от 5 до 50 Ом. На рис. 9 показан выходной отклик ОУ ОР1177 с нагрузкой 2 нФ и пиковым сигналом 200 мВ на его положительном входе. На рис. 10 показан выходной отклик в тех же условиях, но с сопротивлением 50 Ом в тракте сигнала.

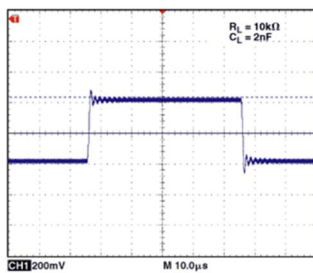


Рис. 9. Выходной отклик ОР1177 с емкостной нагрузкой. Обратите внимание на высокочастотный звон

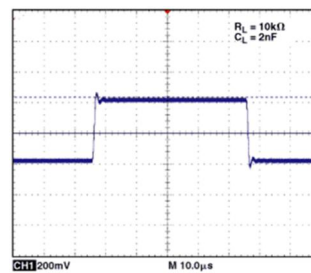


Рис. 10. Выходной отклик ОР1177 с сопротивлением 50 Ом. Обратите внимание звон уменьшен

Выходной сигнал будет ослаблен отношением последовательного сопротивления к общему сопротивлению. Это потребует более широкого размаха выходного сигнала усилителя для достижения напряжения полной шкалы. Нелинейные или переменные нагрузки влияют на форму и амплитуду выходного сигнала.

Компенсация с использованием демпфера

Для схем с более низким напряжением, где требуется полный размах выходного сигнала, с rail-to-rail ОУ, рекомендуется использовать $R_S C_S$ -цепи, подключённые от выхода на землю (рис. 11).

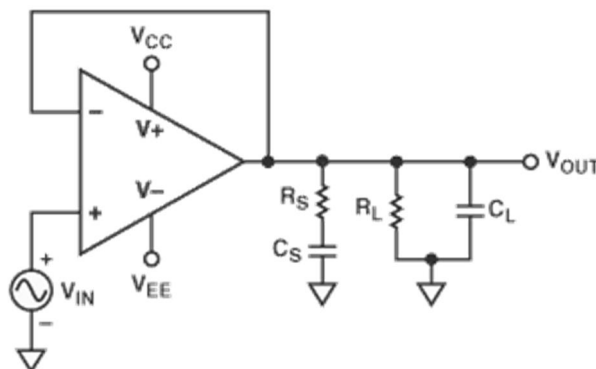


Рис. 11. $R_S C_S$ цепь образует демпфирующий контур, уменьшающий фазовый сдвиг, вызванный C_L

В зависимости от емкостной нагрузки обычно применяют эмпирические методы для определения правильных значений R_S и C_S . Принцип здесь заключается в том, чтобы резистивно загрузить выходной сигнал усилителя для частот, вблизи которых происходит звон, и, таким образом, уменьшить усиление усилителя, а затем использовать последовательную ёмкость, чтобы уменьшить нагрузку на более низких частотах. Итак, процедура состоит в том, чтобы: проверить частотную характеристику усилителя для определения частоты звона; затем экспериментально применить значения резистивной нагрузки R_S , чтобы уменьшить выброс до удовлетворительного значения; затем вычислите значение C_S для частоты среза примерно на $1/3$ частоты звона. Таким образом, $C_S = \frac{3}{2\pi f_p R_S}$, где f_p — частота звона.

Эти значения также могут быть определены методом «тыка», глядя на переходную характеристику (с емкостной нагрузкой) на осциллографе. Идеальные значения для R_S и C_S приведут к минимальному перерегулированию. На рис. 12 показан выходной отклик ОУ AD8698 с нагрузкой 68 нФ в ответ на сигнал 400 мВ на его положительном входе. Перерегулирование здесь составляет менее 25% без какой-либо внешней компенсации. Простая демпфирующая цепь уменьшает перерегулирование до менее чем 10%, как видно на рис. 13. В этом случае R_S и C_S равны 30 Ом и 5 нФ соответственно.

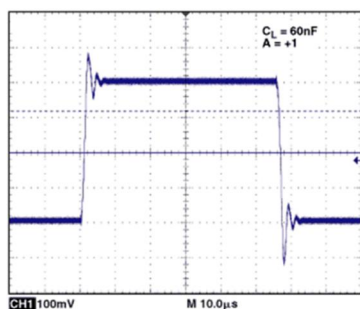


Рис. 12. Выходной отклик AD8698 без компенсации

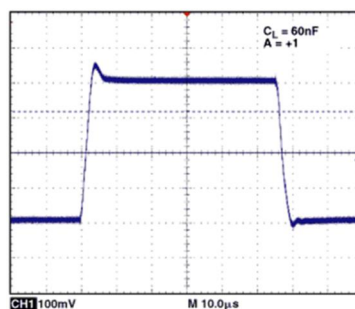


Рис. 13. Выходной ответ AD8698 с демпфирующей сетью

Влияние ёмкости на входе ОУ

Ёмкостная нагрузка **на входах** операционного усилителя может вызвать проблемы со стабильностью. Рассмотрим несколько примеров.

Очень распространённым и типичным применением является преобразование тока в напряжение, когда операционный усилитель используется в качестве буфера/усилителя для ЦАП с токовым выходом. Общая ёмкость на входе состоит из выходной ёмкости ЦАП, входной ёмкости операционного усилителя и паразитной ёмкости проводников.

Другое популярное приложение, в котором на входах операционного усилителя может появляться значительная ёмкость — это схема фильтра. Некоторые инженеры могут устанавливать большой конденсатор на входах (часто последовательно с резистором), чтобы предотвратить распространение радиочастотного шума через усилитель, упуская из виду тот факт, что этот метод может привести к сильному звону или даже к возбуждению.

Чтобы лучше понять, что происходит в типичном случае, проанализируем схему на рис. 14, разворачивая эквивалент её цепи обратной связи (вход V_{IN} заземлён), чтобы получить передаточную функцию обратной связи β :

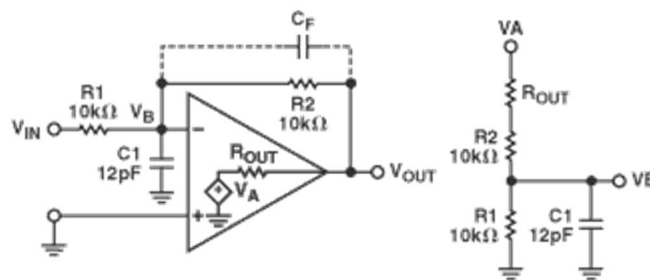


Рис. 14. Ёмкостная нагрузка на входе — инвертирующая конфигурация

$$\beta = \frac{V_B}{V_A} = \frac{R_1}{(R_0 + R_2)(1 + sR_1C_1) + R_1}$$

который даёт полюс, расположенный в

$$f_p = \frac{R_1 + R_2 + R_{OUT}}{2\pi R_1 C_1 (R_2 + R_{OUT})}$$

Эта функция указывает на то, что кривая *усиления шума* ($1/\beta$) повышается на 20 дБ на декаду выше *частоты единичного усиления* f_p . Если f_p значительно ниже частоты единичного усиления разомкнутого контура, система становится нестабильной. Это соответствует скорости спада около 40 дБ на декаду. Коэффициент замыкания определяется как величина разности между наклонами графика усиления в разомкнутом контуре (дБ) (-20 дБ на декаду для большинства представляющих интерес частот) и $1/\beta$ в окрестности частоты на которой они пересекают (усиление контура 0 дБ).

Чтобы устранить нестабильность, вызванную C_1 , конденсатор C_F может быть подключён параллельно R_2 , обеспечивая ноль, который можно согласовать с полюсом f_p , чтобы снизить коэффициент усиления и, таким образом, увеличить запас по фазе. Для запаса по фазе 90° выберите $C_F = \frac{R_1}{R_2} C_1$.

На рис. 15 показана частотная характеристика AD8605 в конфигурации рис. 14.

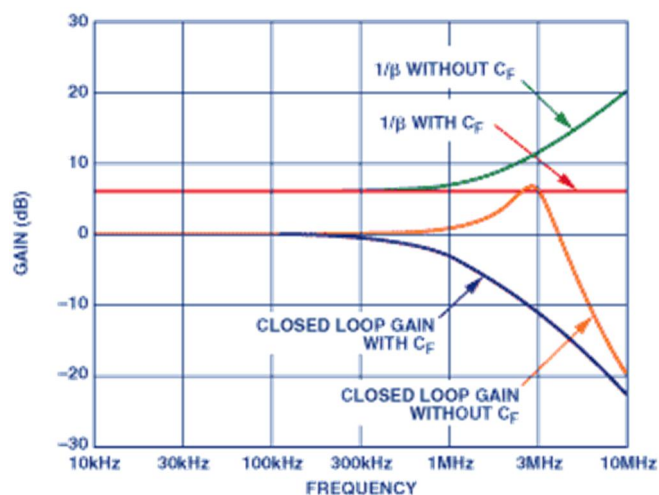


Рис. 15. Частотная характеристика схемы рис. 14

Величину некомпенсированного пика можно определить, используя следующее уравнение:

$$q = \sqrt{\frac{f_u}{f_z}}, \text{ где } f_z = \frac{1}{2\pi(R_1 || R_2)C_1}$$

где

f_u — ширина полосы единичного усиления;

f_z — точка разрыва кривой $1/\beta$;

C_1 — суммарная ёмкость — внутренняя и внешняя — включая любую паразитную ёмкость.

Запас по фазе (φ_m) может быть определен с помощью следующего уравнения:

$$\varphi_m = \cos^{-1} \left(\sqrt{1 + \frac{1}{4q^4} - \frac{1}{2q^2}} \right)$$

ОУ AD8605 имеет суммарную входную ёмкость около 7 пФ. Предполагая, что паразитная ёмкость составляет около 5 пФ, усиление в замкнутом контуре, рассчитанное по приведённой выше формуле, будет иметь значительный пик 5,5 дБ, а запас по фазе составляет около 29° , что является серьёзным ухудшением естественного фазового отклика операционного усилителя в 64° .

Пример стабилизации схемы на операционном усилителе с использованием RC-фильтра непосредственно на входе.

Часто желательно использовать ёмкость на входе усилителя для уменьшения высокочастотных помех и улучшения электромагнитной совместимости. Этот фильтрующий конденсатор оказывает такое же влияние на динамику операционного усилителя, как и увеличение паразитной ёмкости. Поскольку не все операционные усилители ведут себя одинаково, некоторые из них допускают меньшую ёмкость на входе, чем другие. В любом случае полезно ввести конденсатор обратной связи C_F для компенсации. Для дальнейшего снижения радиочастотных помех небольшой

последовательный резистор на входе усилителя объединится с входной ёмкостью усилителя для фильтрации на радиочастотах. На рис. 16 слева показана схема, которую будет трудно поддерживать в стабильном состоянии по сравнению со значительно улучшенной схемой (справа). На рис. 17 показаны отклики схем рис. 16.

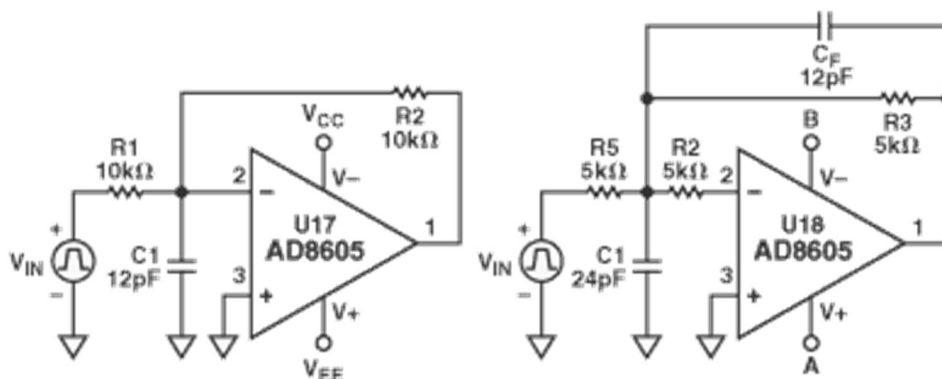


Рис 16. Входной фильтр без компенсации (слева) и с компенсацией и более низким уровнем импеданса (справа)

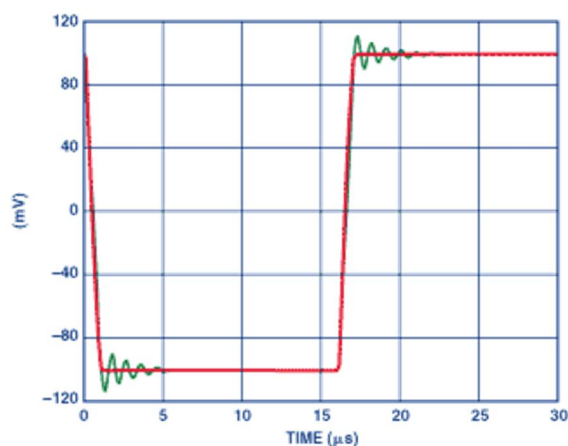


Рисунок 17. Форма выходных сигналов схем рис. 16. Схема слева привела к колебательной реакции

Паразитная ёмкость

Паразитная ёмкость может отрицательно повлиять на стабильность операционного усилителя. Очень важно предвидеть и минимизировать её влияние.

Плата может быть основным источником паразитной входной ёмкости на входах операционного усилителя. Например, один квадратный сантиметр платы с заземляющей плоскостью будет давать ёмкость около 2,8 пФ (в зависимости от толщины платы).

Чтобы уменьшить эту ёмкость необходимо: входные проводники проектировать как можно более короткими, резистор обратной связи и источник входного сигнала размещать как можно ближе к входу операционного усилителя, полигон заземления размещать подальше от операционного усилителя, особенно от его входов (за исключением случаев, когда это действительно необходимо, а неинвертирующий вход заземлён; в этом случае, необходимо использовать широкий проводник, чтобы обеспечить низкое сопротивление к земле).

Применение не скомпенсированных для единичного усиления ОУ в качестве повторителя

OP37 — отличный усилитель, но он должен быть использован с усилением не менее 5, чтобы быть стабильным.

На рис. 18 показан полезный подход.

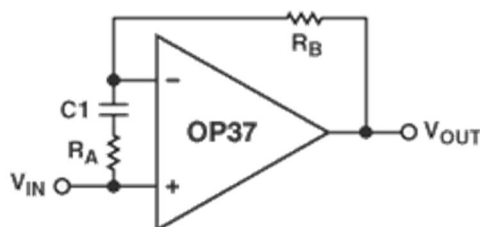


Рис. 18. Скорректированный повторитель

На рис. 18 R_B и R_A обеспечивают достаточное усиление в замкнутом контуре на высоких частотах для стабилизации усилителя, а C_1 возвращает его в единицу на низких частотах и постоянном токе. Вычислить значения R_B и R_A довольно просто, зная минимальное усиление ОУ, обеспечивающее его стабильность. В случае OP37 усилитель стабилен при усилении не менее 5 для замкнутого контура, поэтому $R_B=4R_A$ для $\beta=1/5$. Для высоких частот, где C_1 ведёт себя как КЗ, операционный усилитель работает с усилением в замкнутом контуре 5, и поэтому является стабильным. На постоянном токе и низких частотах, где C_1 ведёт себя как разомкнутая цепь, ослабление отрицательной обратной связи отсутствует, и схема ведёт себя как повторитель с единичным усилением.

Следующим шагом является вычисление значения ёмкости C_1 . Хорошее значение для C_1 должно быть выбрано таким, чтобы оно обеспечивало частоту среза по крайней мере на декаду ниже угловой частоты среза цепи ($f_{-3\text{дБ}}$).

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_A \frac{f_c}{10}}$$

На рис. 19 показан выходной сигнал ОУ OP37 в ответ на 2 В pick-to-pick. Значения компонентов компенсации выбираются с использованием приведённых выше уравнений с $f_c=16$ МГц.

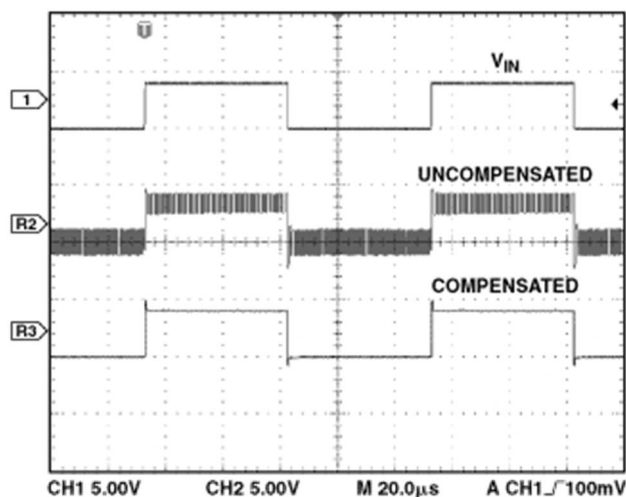


Рис. 19. Реакция повторителя на OP37 с компенсацией и без неё
 $R_B=10$ кОм, $R_A=R_B/4=2,5$ кОм, $C_1=1/(2\pi \cdot 2,5 \cdot 10^3 \cdot 16 \cdot 10^6/10)=39$ пФ

Для инвертирующей конфигурации анализ аналогичен, но уравнения для коэффициента усиления с обратной связью немного отличаются. Входной резистор на инвертирующем входе ОУ, в этом случае, на высоких частотах включён параллельно с R_A . Эта параллельная комбинация используется для расчёта значения R_A для минимального стабильного усиления. Значение ёмкости C_1 рассчитывается так же, как и для неинвертирующего случая.

Недостатки в использовании этой техники

Увеличение усиления шума увеличит уровень выходного шума на более высоких частотах, что может быть недопустимым в некоторых приложениях. Следует соблюдать осторожность при подключении, особенно при высоком сопротивлении источника, в конфигурации следящего элемента. Причина в том, что положительная обратная связь через ёмкость на неинвертирующий вход усилителя на частотах, где усиление больше единицы, может вызывать нестабильность и увеличить шум.