

## Отрицательная обратная связь, часть 10: устойчивость во временной области

### Время против частоты

Нет сомнений в том, что всесторонний, точный анализ устойчивости должен проводиться в частотной области. Петлевое усиление контура, графики сдвига фазы, положение полюсов, наклон спада... все аналитические инструменты, которые мы используем для оценки устойчивости, неразрывно связаны с общей методикой, посредством которой мы оцениваем поведение схемы как функцию от частоты сигнала. Однако частотная область в определенном смысле менее «реальна», чем временная область. Чисто физическая сфера человеческой жизни управляется тремя измерениями пространства и довольно загадочным явлением, которое мы называем временем. Следовательно, наше самое непосредственное взаимодействие со схемой происходит, когда мы наблюдаем напряжения или токи относительно времени, а не частоты теоретического синусоидального сигнала, проходящего через эту схему.

Имея это в виду, мы можем легко увидеть ценность размышлений о том, каким образом переходная характеристика усилителя с отрицательной обратной связью может: 1) усилить наше интуитивное понимание устойчивости и 2) помочь нам сделать первоначальную оценку характеристик устойчивости без использования ресурсов анализа в частотной области. Как обычно, для разъяснения обсуждаемых идей мы будем использовать моделирование. Вы можете применить эти идеи к измерениям осциллографом с реальными схемами, но вы должны иметь в виду, что такие измерения связаны с различными источниками ошибок – артефактами выборки (для цифровых осциллографов), паразитной емкостью и индуктивностью, входным импедансом осциллографа, и на ум вопросы приходят заземления. Например, в предыдущей статье мы видели, что **емкость нагрузки всего 30 пФ может привести к нетривиальному уменьшению запаса по фазе в схеме на операционном усилителе**. Если входной каскад вашего осциллографа дает 15 пФ, и у вас есть еще 10 пФ от щупа, ваша схема может казаться более неустойчивой, чем она есть на самом деле.

### Назад к усилителю на биполярных транзисторах

Простой (и крайне неустойчивый!) усилитель на биполярных транзисторах, который мы представили в части 5, обеспечит быстрое и точное моделирование переходных процессов. Вот принципиальная схема:

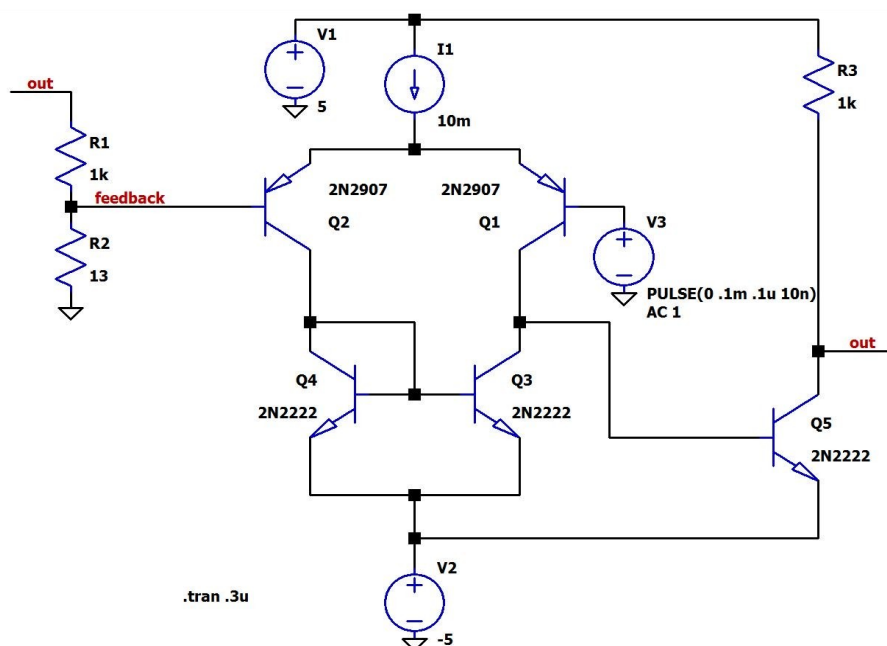


Рисунок 1 – Схема усилителя на биполярных транзисторах

Обратите внимание, что узел обратной связи теперь подключен к базе Q2. Ранее мы соединяли базу Q2 с землей, потому что мы измеряли усиление без обратной связи (отдельно от схемы обратной связи), а затем математически строили  $A\beta$ , т. е. мы говорили LTSpice умножить частотную характеристику усилителя без обратной связи на коэффициент обратной связи и вывести результат на график.

## Переходной процесс

Наша цель этих моделирований переходных процессов состоит в том, чтобы наполнить усилитель различными высокочастотными сигналами, чтобы мы могли увидеть, не вызовет ли какой-либо из них возбуждение колебаний в схеме. На самом деле это гораздо проще, чем кажется: всё, что нам нужно, – это быстрое переключение с одного постоянного напряжения на другое. Преобразование Фурье ступенчатой функции говорит нам, что импульс с быстрым нарастающим фронтом будет содержать, по меньшей мере, небольшое количество энергии вплоть до очень высоких частот. Таким образом, применение аппроксимации ступенчатой функции позволяет нам вызывать любые колебания, которым может быть подвержена схема. В этом моделировании мы используем шаг входного сигнала 100 мкВ с временем нарастания 10 нс. Давайте рассмотрим переходной процесс для схемы обратной связи, показанной выше, которая соответствует  $\beta = 0,013$  и запасу по фазе =  $45^\circ$ .

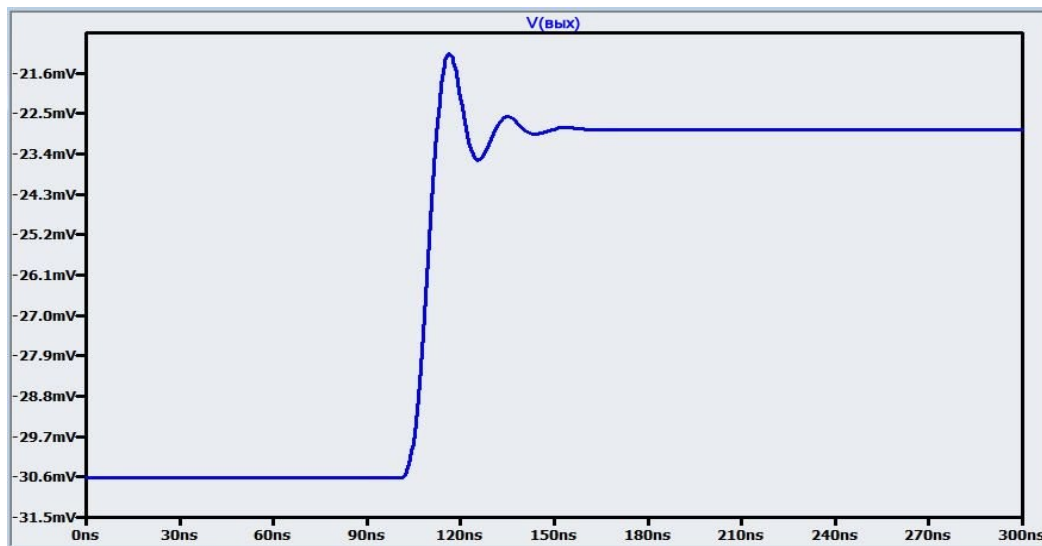


Рисунок 2 – Переходной процесс на выходе схемы обратной связи

Первое, на что следует обратить внимание, это то, что этот достаточно устойчивый усилитель не лишен перерегулирования (выбросов). Запас по фазе  $45^\circ$  не означает, что переходной процесс будет идеально воспроизводить входной сигнал. На самом деле всегда существует компромисс между временем отклика (временем нарастания фронта) и перерегулированием (выбросами) – это просто свойство отрицательной обратной связи. Если вы сделаете  $\beta$  достаточно маленьким, чтобы исключить все выбросы, вы в конечном итоге получите систему, для которой требуется слишком много времени, чтобы установить окончательное значение, как показано на следующем графике:

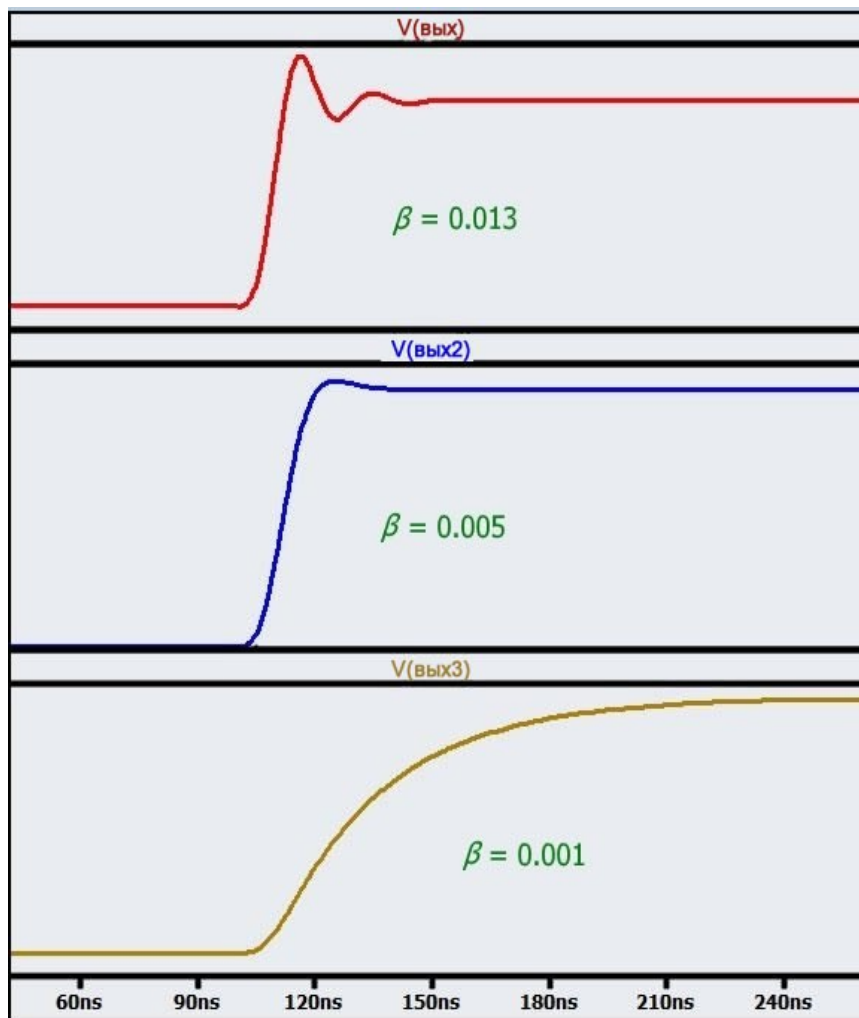


Рисунок 3 – Зависимость времени отклика (времени нарастания фронта) и перерегулирования (выбросов) от коэффициента обратной связи

На среднем графике мы видим некоторый выброс, даже когда  $\beta$  намного ниже значения, которое дает нам достаточно устойчивый усилитель. На нижнем графике мы устранили перерегулирование, но вместо этого мы имеем вялый переходной процесс, который занимает в три или четыре раза больше времени, чтобы достичь необходимого выходного уровня.

### От перерегулирования (выбросов) к запасу по фазе

Можно вывести математическую зависимость между запасом по фазе и процентом перерегулирования (выбросом), где последний рассчитывается как  $(V_{\text{пик}} - V_{\text{конечн}}) / (V_{\text{конечн}} - V_{\text{начальн}})$ . Это очень полезная вещь, потому что она позволяет нам определить приблизительную степень устойчивости схемы, используя не более чем измеренный или смоделированный переходной процесс.

На следующих графиках показан переходной процесс нашего усилителя на биполярных транзисторах при увеличении  $\beta$ . Подпись под каждым графиком указывает запас по фазе (полученный в отдельных моделированиях в частотной области), теоретический процент перерегулирования для этого запаса по фазе и измеренный процент перерегулирования.

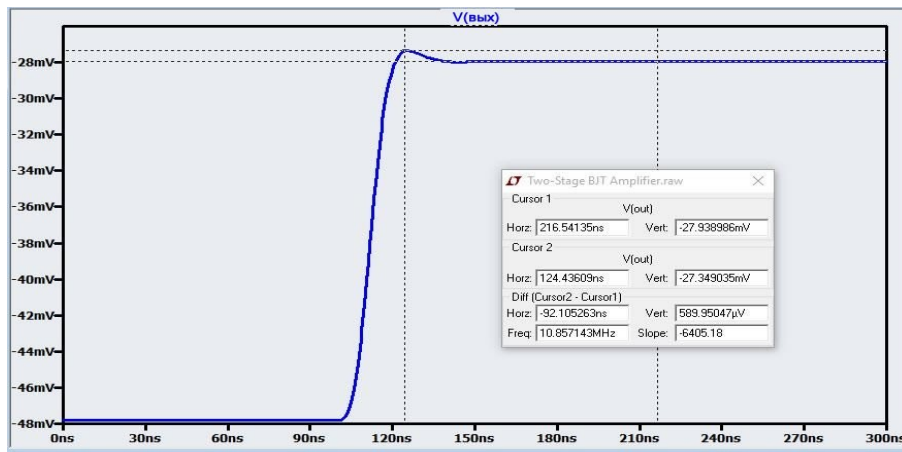


Рисунок 4 – Запас по фазе: 70°; теоретическое перерегулирование: ~ 2,5%; измеренный выброс: 3%

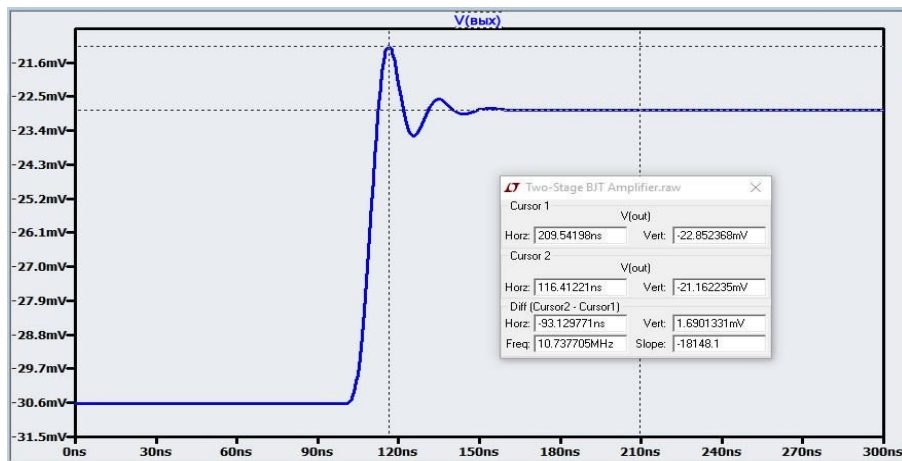


Рисунок 5 – Запас по фазе: 45°; теоретическое превышение: ~ 23%; измеренный выброс: 22%

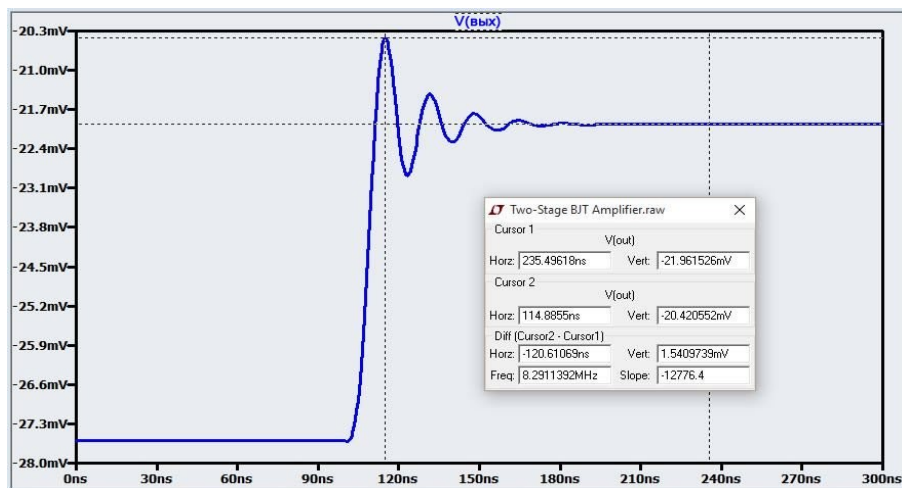


Рисунок 6 – Запас по фазе: 35°; теоретическое перерегулирование: ~ 33%; измеренный выброс: 27%

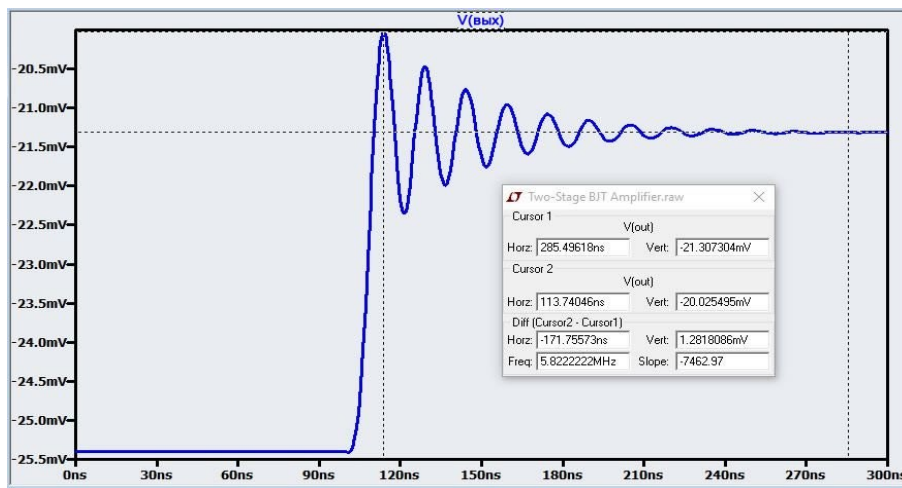


Рисунок 7 – Запас по фазе:  $25^\circ$ ; теоретическое перерегулирование:  $\sim 47\%$ ; измеренный выброс:  $31\%$

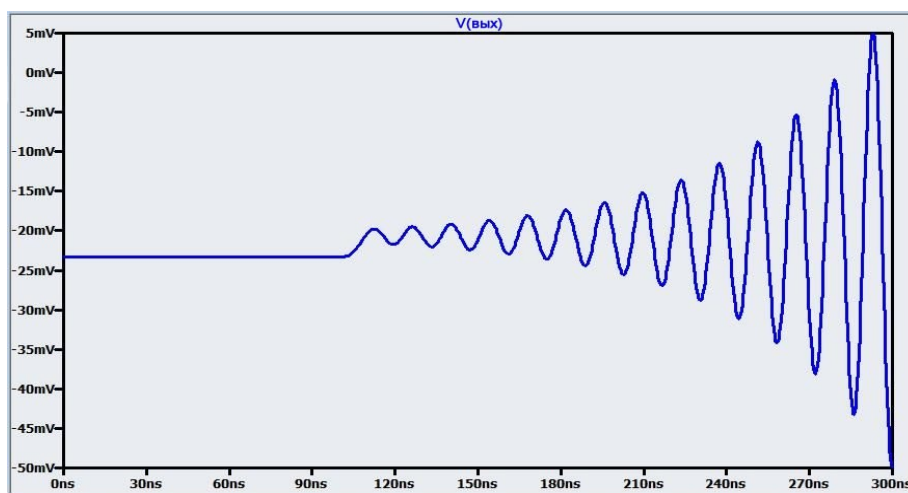


Рисунок 8 –  $\beta$  слишком высокий; усилитель не устойчив

Мы можем видеть, что результаты измерений сходятся с теоретическими результатами для более высоких запасов по фазе. Согласованность между теорией и моделированием, по-видимому, ухудшается по мере уменьшения запаса по фазе, возможно, из-за того, что переходная характеристика зависит от некоторой нелинейности, когда схема приближается к неустойчивости. Но это не существенно уменьшает ценность анализа переходного процесса, поскольку более низкие запасы по фазе не особенно актуальны для практических целей проектирования – почти любой усилитель с отрицательной обратной связью должен иметь запас по фазе больше  $35^\circ$ .

### Визуализация петлевого усиления

Вы можете вспомнить следующую схему из предыдущей статьи:

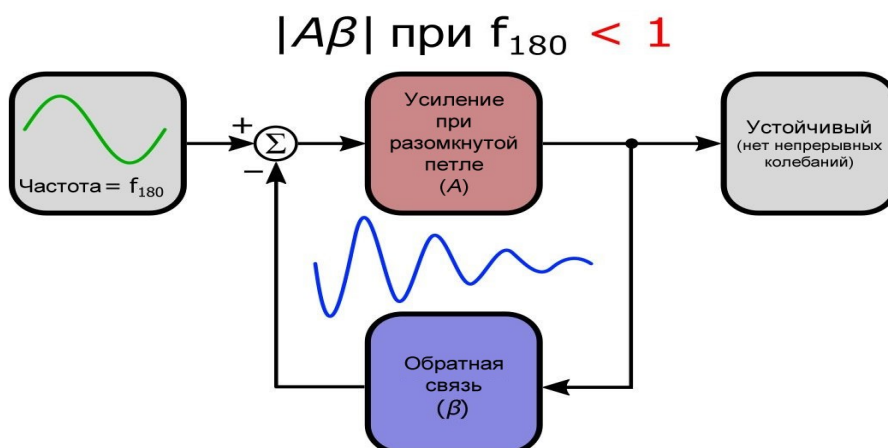


Рисунок 9 – Отсутствие возбуждения колебаний на высоких частотах при  $A\beta < 1$

Теперь оглянемся на сигналы переходных процессов, представленные в предыдущем разделе. Сходство является наглядным: на схеме затухающая синусоида представляет способ, которым петлевое усиление ослабляет колебания, которые создаются сигналами, сдвинутыми по фазе и усиливающими друг друга. Даже при том, что на определенной частоте происходит сдвиг фазы на  $180^\circ$ , устойчивость сохраняется, потому что петлевое усиление на этой частоте меньше единицы. Эти сигналы испытывают положительную обратную связь, но их амплитуда, тем не менее, со временем уменьшается – петлевое усиление не позволяет им увеличиваться. В переходном процессе мы видим очень похожий эффект ослабления. Высокочастотная энергия в шаговом сигнале вызывает колебания, но пока петлевое усиление удовлетворяет критерию устойчивости, усилитель удерживает колебания под контролем. Более высокий запас по фазе указывает на более низкий петлевой коэффициент усиления на частоте, соответствующей сдвигу фазы  $180^\circ$ , поэтому схемы с более высоким запасом по фазе подавляют эти колебания быстрее.

## Заключение

Мы рассмотрели довольно широкий круг тем, связанных с теорией и практической реализацией отрицательной обратной связи в контексте схем усилителей. Мы начали с общей структуры отрицательной обратной связи, а затем обсудили преимущества, которые можно получить, добавив отрицательную обратную связь в схему усилителя. Затем мы перешли к углубленному исследованию анализа устойчивости в частотной области, и теперь мы завершили эту серию, демонстрируя взаимосвязь между устойчивостью и переходными характеристиками.

### Оригинал статьи:

- [Robert Keim. Negative Feedback, Part 10: Stability in the Time Domain](#)