

Конструирование звуковых усилителей мощности - 4

Wireless World, июль 1978

Еще об устойчивости обратной связи

Майская статья заканчивалась обсуждением идеальной по Боду характеристики ослабления петлевого усиления, которая имеет полное петлевое усиление до определенной частоты, а потом усиление падает настолько круто, насколько возможно, но фазовый сдвиг при этом не должен превышать 150° . Такую идеальную характеристику нельзя реализовать на практике, и в настоящей статье речь пойдет о более реалистичных подходах.

Крутизна спада 33 дБ на декаду (10 дБ на октаву) в идеальной характеристике по Боду, которая должна обеспечиваться схемой с минимальным фазовым сдвигом, по предположению должна иметь место до неопределенно высоких частот. В практических многокаскадных усилителях этого нельзя достичь, так как крутизна спада на очень высоких частотах определяется неизбежными шунтирующими емкостями и характеристиками транзисторов. Поэтому при отсутствии элементов схемы, добавленных для управления спадом петлевого усиления, будет так, как показано на рис. 1. С подходящими элементами, добавленными в прямой тракт схемы усилителя, можно получить близкое приближение к идеальной характеристике Боду до определенной частоты, но выше этой частоты, как показано сплошной линией (кривая 2) отклик неизбежно примет вид кривой 1. Однако, если спад с крутизной 33 дБ на декаду продолжится на достаточное число дБ, как отмечено на рис. 1, ниже единичного усиления, то запас по устойчивости не сильно уменьшится ниже 30° . Боду показал, что в этой практической ситуации желаемый 30° -запас может удерживаться вместе с тем преимуществом, что начало ослабления усиления произойдет на несколько более высокой частоте, если принять характеристику, показанную кривой 3. Ровный участок между P и Q задерживает начало дальнейшего запаздывания фазы пока петлевое усиление не окажется заметно меньше единицы. Эта и связанные с ней темы подробно обсуждаются в книге Боду [1].

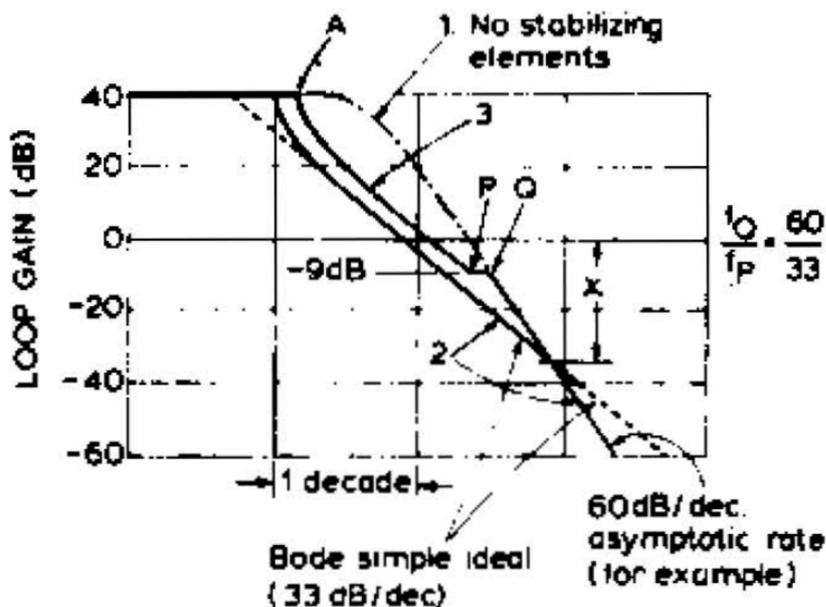


Рис. 1. Простая и модифицированная характеристики ослабления петлевого усиления по Боду (см. текст)

Следует отметить, что определения запасов по фазе и усилению, использованные Боде, отличаются от тех, что были показаны рис. 7 в статье мая 1978. Боде принимает запас по фазе применительно к петлевому усилению, которое меньше единицы на упомянутом рисунке, обычно 9дБ. Определение, данное мной, тоже распространено [2,3,4] и представляется более удобным для практики.

На практике при разработке усилителей с обратной связью, как для аудио, так и для других целей трудно следовать принципам Боде или другим рекомендациям для получения полной обратной связи на максимально возможной частоте. Конструкции такого типа становятся сложными и дорогими с LCR цепями для крутого спада петлевого усиления ниже точки А на рис. 1 и плавным участком между точками Р и Q вместе с другими цепочками для приближения к наклону 33 дБ на декаду. Такая конструкция иногда используется в критических схемах почтовых усилителей-ретрансляторов.

Простейший метод стабилизации – сделать одну доминирующую задержку (по фазе) для ослабления петлевого усиления 20 дБ на декаду (6 дБ на октаву), начиная с достаточно низкой «угловой» частоты, чтобы гарантировать спад до единицы прежде чем другие запаздывания, неизбежно присутствующие на больших частотах приведут к сильной дополнительной задержке по фазе. В многокаскадном усилителе самый прямой способ - доминирующее запаздывание вводится просто установкой довольно большого конденсатора параллельно нагрузке коллектора первого каскада. Это даст характеристику усиления как показано кривой А на рис.2. Подход во всех аспектах не оптимальный, и важно отметить, что график остается ниже кривой С, полученной без каких-либо стабилизирующих элементов, даже на очень высоких частотах.

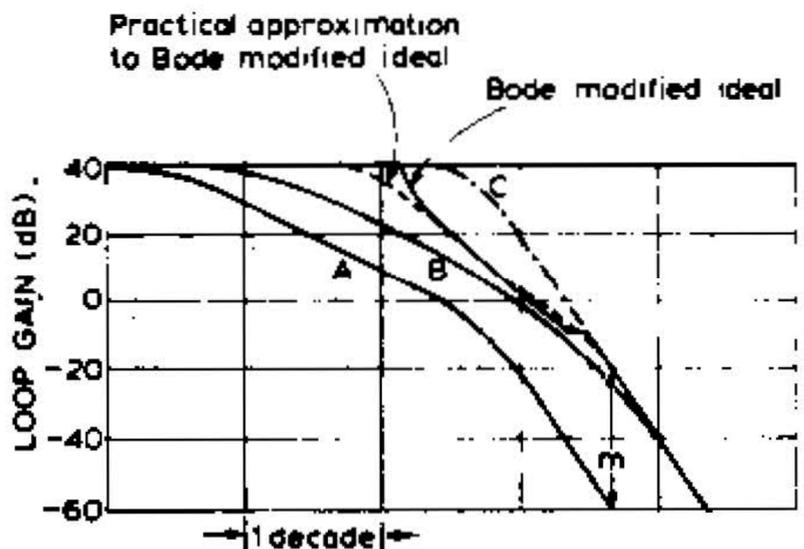


Рис. 2. АЧХ со спадом петлевого усиления, достигаемого одним элементом запаздывания, в сравнении с идеалом Боде (см. текст).

Это неизбежный результат использования любого типа стабилизирующей шунтирующей цепочки в прямом тракте усилителя с импедансом, который становится похожим на импеданс конденсатора на очень больших частотах. Предельное асимптотическое положение на высоких частотах понижается на m дБ, как показано на рис. 2, где

$$m = 20 \log (\text{общая шунтирующая емкость} / \text{исходная шунтирующая емкость}).$$

Введение любой цепи, действующей как трехполюсный делитель напряжения на очень высоких частотах даст похожий эффект.

Ясно, что если мы хотим иметь спад петлевого усиления просто 20 дБ на декаду, начиная с максимальной возможной частоты, нужно стремиться к характеристике типа В на рис. 2. Простейший способ – поставить последовательно С и R параллельно коллекторной нагрузке первого каскада. Запаздывание, вызываемое этими элементами, сгладит выход в той области частот, где появляются другие запаздывания, устанавливая таким образом довольно однородную крутизну спада петлевого усиления. До сих пор подразумевалась единственная петля обратной связи со стабилизацией путем добавления пассивных цепочек для ослабления усиления в прямом тракте усилителя. Однако большинство современных усилителей содержат цепи местной обратной связи наряду с петлей общей обратной связи. Критерий Найквиста в простой ранее представленной форме применим к усилителям с многопетлевой обратной связью только при условии, что усилитель устойчив при разрыве общей ООС. Возможно, однако, сделать усилители, в которых внутренняя положительная обратная связь используется для повышения усиления в части прямого тракта, и такие усилители могут быть неустойчивы при разрыве петли общей ООС. Расширение критерия Найквиста на эти случаи описано в книге Бодэ [1], но за многие годы работы по разработке схем с различными видами обратной связи у меня никогда не возникала потребность пользоваться более расширенным критерием. И вот почему:

- 1) Почти все системы с многопетлевой обратной связью используют «спокойные» и стабильные петли местной обратной связи;
- 2) Даже если усилитель неустойчив при размыкании петли общей обратной связи в β -участке, иногда есть возможность разомкнуть петлю в другом месте в прямом тракте с сохранением устойчивости системы.

Таким образом, в нормальных условиях используют каждый «суб-усилитель» с местной обратной связью как элемент, вносящий вклад в общий отклик прямого тракта всего усилителя, организуя все так, чтобы обычный критерий Найквиста выполнялся для общей петли (ООС).

Преимущества от использования местной обратной связи вместе с чисто пассивных цепочек в усилителе с обратной связью для формирования внутренних откликов часто очень велики. Одна причина состоит в том, что местная обратная связь при грамотном применении может использоваться подобно общей обратной связи для снижения нелинейных искажений. Другая причина – местная обратная связь позволяет изменить входной и выходной импедансы отдельных каскадов таким образом, что они могут соединяться с минимальным влиянием друг на друга [5,6]. Эти вопросы будут подробнее рассмотрены в следующих статьях.

Стабилизирующие элементы в плече обратной связи

До сих пор предполагалось, что β не зависит от частоты и что все изменения в характеристике петлевого усиления для обеспечения устойчивости делаются в прямом тракте усилителя. Существуют, однако преимущества от введения одного или более стабилизирующих элементов в плечо обратной связи, но оптимальный дизайн определяется многими факторами и, в частности, областью применения усилителя.

В усилителях с обратной связью не для аудиоприменений ставится задача иметь максимально широкую полосу гладкого отклика и в этом случае β -плечо должно иметь гладкий отклик почти до частоты единичного усиления. Даже в этом случае часто полезно добавить маленький конденсатор параллельно резистору ООС, как показано на рис. За, достаточный для создания небольшого опережения по фазе около частоты единичного усиления и уменьшения крутизны ослабления петлевого усиления выше этой частоты. Это улучшит запас по фазе и даст более сглаженный отклик на ступеньку.

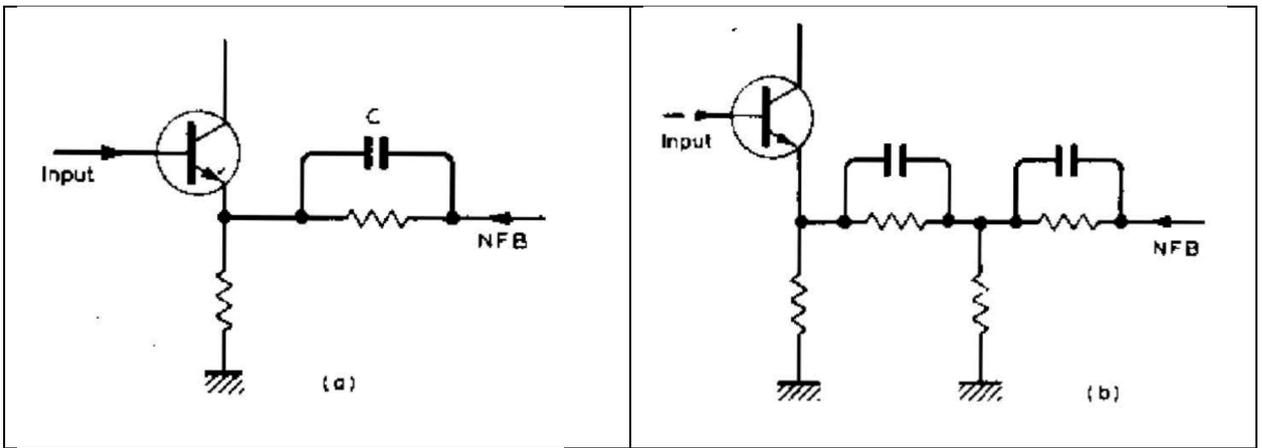


Рис.3. Организация устойчивости в плече обратной связи усилителя. В не-аудио-усилителях можно добавить конденсатор малой емкости в (а) для улучшения запаса по фазе и сглаживания отклика на ступеньку. В аудиоусилителях С можно брать большим для уменьшения полосы усилителя за границами звукового диапазона.

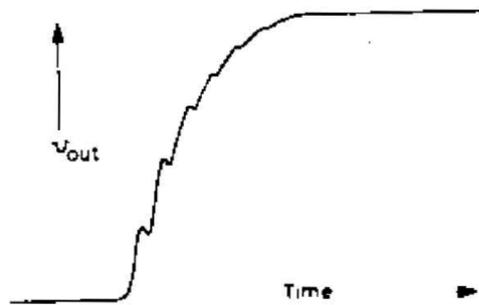


Рис. 4. Типичный отклик на ступеньку аудиоусилителя типа того, что на рис. 3а, с большим значением С и малым запасом по устойчивости.

С другой стороны, в аудиоусилителях, если позволяют условия, нет причин, чтобы не сделать емкость С на рис. 3а побольше, обеспечив сужение полосы за границами звукового диапазона. Использование более сложной цепочки с двумя опережениями, как показано на рис. 3б – тоже вариант. В общем, если требуется минимальный уровень искажений вплоть до максимально возможной частоты, прямое усиление надо ослаблять минимально, а требуемый спад усиления в петле делать увеличением β с ростом частоты. Такие решения требуют, чтобы частота единичного усиления была очень высокой, однако нужно внимательно относиться к монтажу и влиянию разброса параметров транзисторов. Особенностью усилителя с коррекцией как на рис. 3а с большим значением С является скругленный отклик на ступеньку. Если в то же время запасы по устойчивости малы, отклик на ступеньку принимает вид, показанный на рис. 4.

Очень часто большая кривизна спада АЧХ прямого тракта на высоких частотах с сопровождающим его большим запаздыванием по фазе не позволяет применить методику обеспечения устойчивости, манипулируя сильно с β -цепочкой, но с точки зрения искажений все прекрасно.

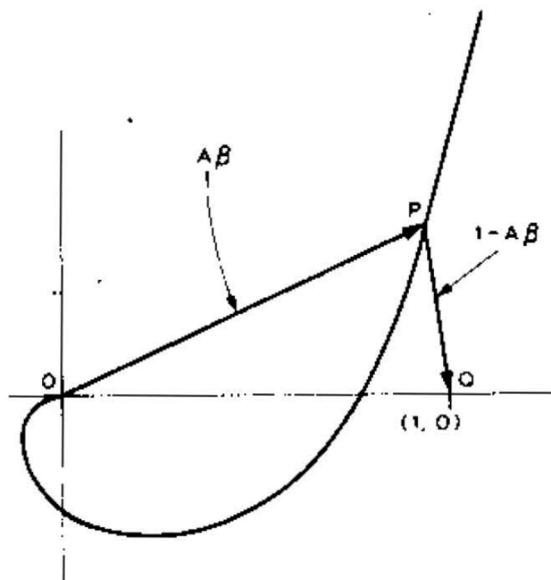


Рис. 5. Диаграмма Найквиста, показывающая что для точек на кривой вблизи (1,0) радиус-вектор OP становится длиннее PQ, так что усиление с обратной связью значительно превышает $1/\beta$ и с ростом частоты усиление растет до пикового значения, а затем падает.

Циклы постоянного роста усиления

Усиление усилителя с обратной связью равно

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1-A\beta}$$

что можно переписать как

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = (1/\beta) \times \frac{A\beta}{1-A\beta} \quad \dots (1)$$

Теперь рассмотрим часть диаграммы Найквиста на рис.5. Ясно, что вблизи точки (1,0) $A\beta$ радиус-вектор $A\beta$ OP становится длиннее радиус вектора $(1-A\beta)$ PQ, поэтому исходя из (1) имеем коэффициент усиления много больше $1/\beta$. Поэтому с ростом частоты и движением точки P вниз из верхней части кривой Найквиста усиление растет до пикового значения, а потом падает.

Можно нарисовать набор кривых на такой диаграмме Найквиста, каждая будет соответствовать постоянному отношению OP к PQ. Самая простая из них – прямая линия через точку $(1/2, 0)$, и если P лежит где-то на этой линии, $OP=PQ$ и усиление с обратной связью в точности равно $1/\beta$.

Сейчас посмотрим кривую для $OP=2PQ$, то есть усиление на 6 дБ выше $1/\beta$. Определение такой кривой – типичная задача школьной геометрии: «Как выглядит геометрическое место точек для P, чтобы везде на кривой выполнялось $OP=2PQ$ »? Оно оказывается окружностью с центром $(4/3, 0)$ и радиусом $2/3$. Для других отношений OP к PQ геометрические места точек являются окружностями разных радиусов и с разными положениями центра, как показано на рис.6.

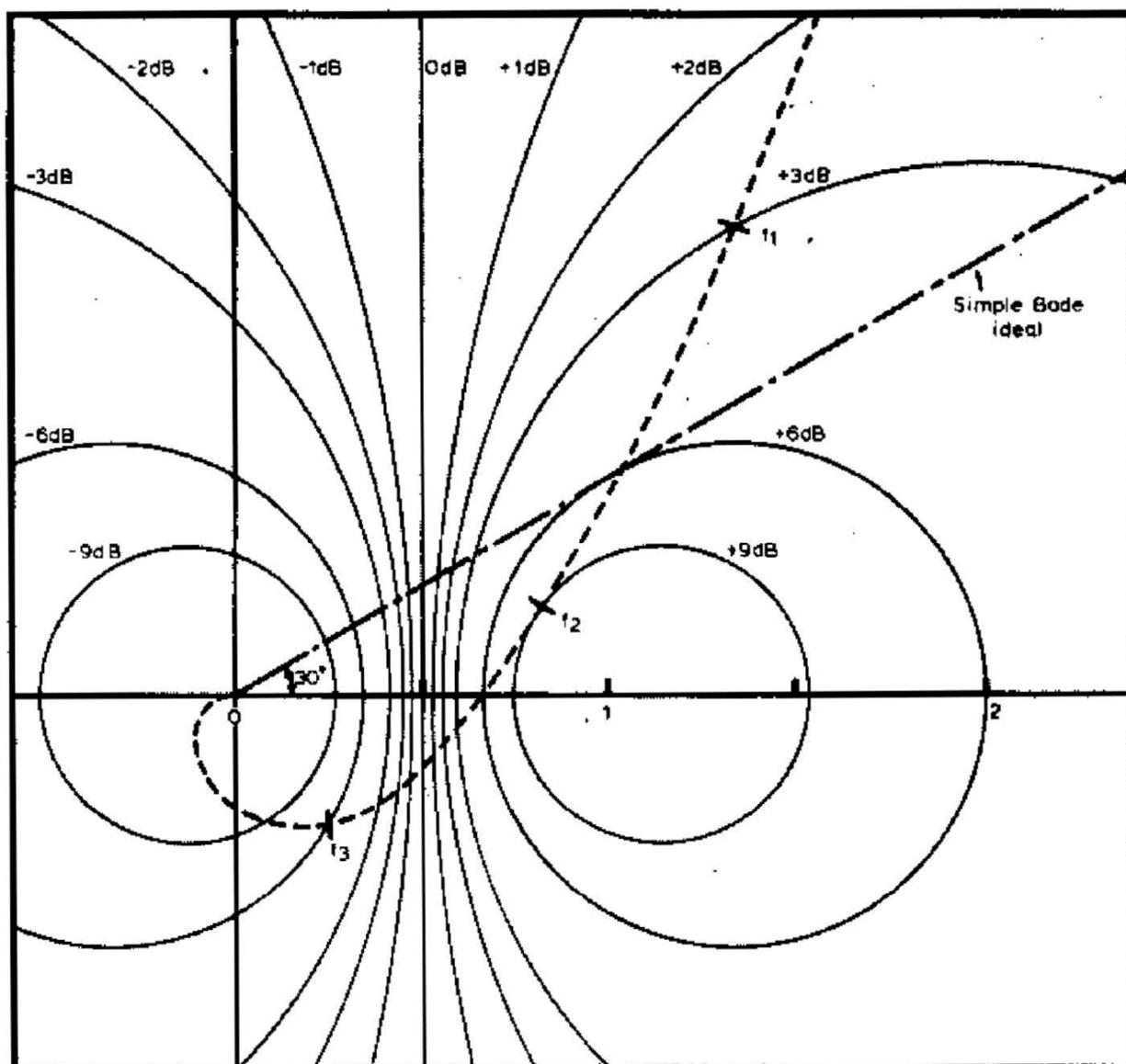


Рис. 6. Диаграмма Найквиста с окружностями постоянного изменения усиления по сравнению с $1/\beta$.

Заметьте, что радиальный масштаб здесь линейный, а не децибелный, как иногда бывает. Так сделано потому, что нужно показать лишь малую часть от полной диаграммы Найквиста.

Если есть информация петлевого усиления и фазе усилителя, можно быстро набросать диаграмму Найквиста на рис. 6 и вычислить величину высокочастотного пика. Для диаграммы Найквиста, показанной пунктиром в качестве примера, отклик с замкнутой петлей будет на 3 дБ выше, чем $1/\beta$ на частоте f_1 , достигнет максимума 9 дБ на частоте f_2 , примет значение -6дБ на частоте f_3 , и т.д. Если β -цепочка не имеет плавного отклика на этих частотах, это надо адекватно учесть при расчете общего отклика с замкнутой петлей, так как диаграмма только показывает изменение по сравнению с $1/\beta$.

Простой осмотр кругов на рис.6 позволяет сообразить, какого сорта фазовый запас нужен для различных применений усилителей, помня о том, что реакция на ступеньку на практике очень хорошо коррелирует с высокочастотным пиком на АЧХ (см. рис.2 в статье мая 1978).

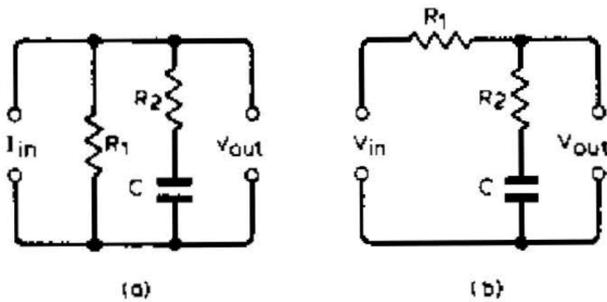


Fig.7. Transitional lag circuits. Both circuits are equivalent and give no phase lag at zero or infinite frequencies, but contribute a phase lag which reaches a maximum value at the geometric mean of the two 'corner' frequencies. See text.

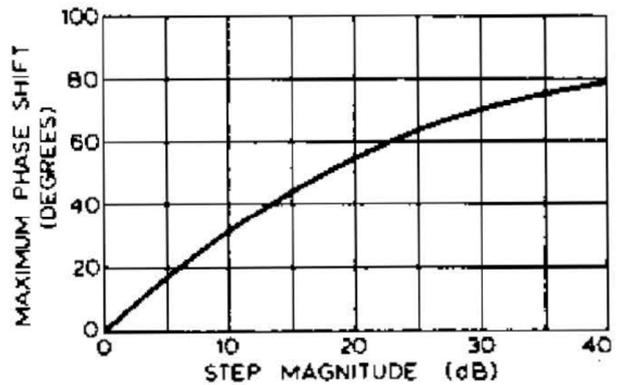


Fig. 8. Characteristic for simple transitional lag or lead circuits.

Рис. 7. Схемы с переходным запаздыванием. Обе схемы эквивалентны и не дают запаздывания для частоты, равной нулю и бесконечности, но вносят запаздывание по фазе с максимальным значением на частоте, которая является средним геометрическим двух «угловых» частот. См. текст.

Рис. 8. Характеристика простой схемы в переходном запаздывании или опережении.

Максимальный фазовый сдвиг для схемы с переходным запаздыванием

Для управления крутизной спада петлевого усиления в усилителях с обратной связью часто используют схемы с переходным запаздыванием по схемам, показанным на рис. 7. Схемы, конечно, эквивалентны, так как комбинацию R_1 и I_{in} на рис. 7а можно заменить на источник напряжения $I_{in}R_1$, действующий последовательно с R_1 . Схема не имеет фазовой задержки для частоты ноль и бесконечность, но вносит фазовое запаздывание, которое максимально для среднего геометрического двух угловых частот, представленных в таблице на стр. 44 в мартовской статье 1978 г. Чем больше отношение R_1 к R_2 , тем больше перепад ослабления между очень низкими и очень высокими частотам, максимальное запаздывание по фазе достигает 90° . Рис. 8 показывает соотношение между величиной перепада в децибелах и максимальным фазовым сдвигом, это оказалось полезным для некоторых задач конструирования усилителей. График можно применять и для соответствующих схем с фазовым опережением, которые иногда используются для стабилизации усилителей на низких частотах, не являющихся усилителями постоянного тока.

Усилитель с двумя запаздываниями

Очень простым является случай усилителя, имеющего всего два запаздывания, или две постоянные времени, T_1 и T_2 , в прямом тракте и не зависящую от частоты цепь обратной связи. Если на низких частотах петлевое усиление велико, тогда, чтобы избежать большого высокочастотного пика в отклике для замкнутой петли, T_1 и T_2 должны очень сильно различаться, чтобы в основном спад петлевого усиления обеспечивался большей постоянной времени без большого дополнительного запаздывания по фазе от меньшей постоянной времени. Набор универсальных кривых для этой ситуации, рассчитанных много лет назад и недавно перепроверенный, дан на рис. 9.

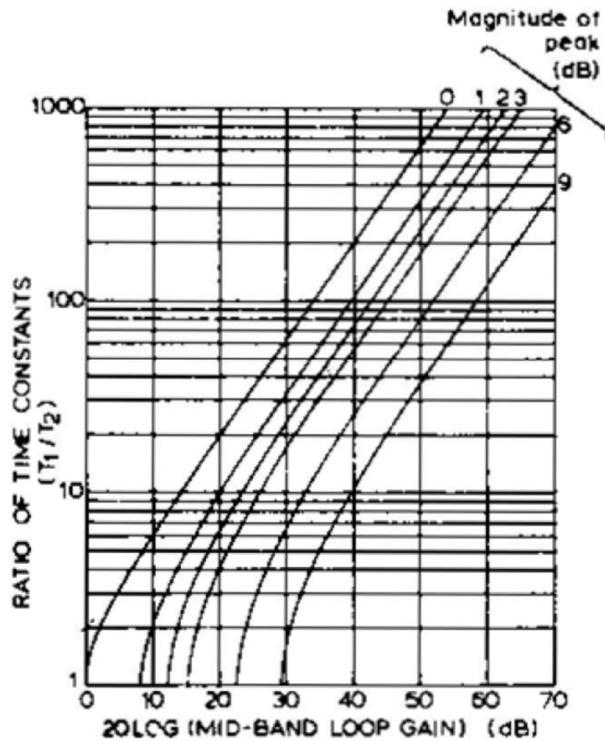


Рис. 9. Кривые для усилителя, имеющего всего два запаздывания или опережения в прямом тракте и не зависящую от частоты обратную связь.

Зная петлевое усиление на низких частотах, можно сразу получить требуемое отношение постоянных времени для конкретного значения высокочастотного пика в АЧХ. Как и в случае рис. 8, эти данные можно применять для соответствующей низкочастотной задачи в усилителе с двумя постоянными времени.

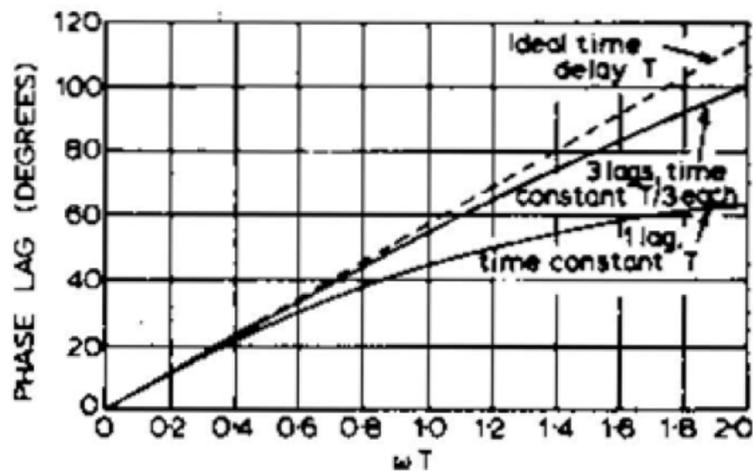


Рис. 10. Характеристики запаздывания по фазе.

Добавление малых постоянных времени

Во многих практических случаях, когда усилитель с обратной связью застabilизирован методом доминирующего запаздывания, будет существовать одно большое запаздывание плюс несколько маленьких. Эти малые запаздывания часто можно удовлетворительно рассматривать как примерно эквивалентные одному запаздыванию с постоянной времени, равной сумме индивидуальных

малых постоянных времени. Некоторые относящиеся к этому расчеты представлены в графической форме на рис.10. Видно, что если общее запаздывание, вносимое малыми постоянными времени, не превышает 40° , не будет большой ошибки в рассчитанном фазовом угле, если они рассматриваются как одна задержка с постоянной времени, равной их сумме. Эта процедура подходит для усилителей с запасом по фазе до 50° и полезна для оценок как основа для экспериментирования даже для меньших запасов по фазе. Поэтому информация на рис. 9 может пригодиться в определенной степени даже для случаев более, чем двух постоянных времени.

References

1. Bode, H. W., *Network Analysis and Feedback Amplifier Design* (van Nostrand, 1945). (See section 18.5, p.464, re the "Bode flat" in

loop-gain attenuation characteristic. See section 8.8, p.157, re stability criterion for multiple-loop case.)

2. Hakim, S. S., *Feedback Circuit Analysis*. (Iliffe, 1966).

3. West, J. C., *Textbook of Servomechanisms*. (E.U.P., 1953).

4. Ghausi, M. S., *Electronic Circuits*. (van Nostrand Reinhold, 1971).

5. Cherry, E. M., *An Engineering Approach to the Design of Transistor Feedback Amplifiers*, *J. Brit. I.R.E.* Vol. 25, No. 2, Feb. 1963.

6. Cherry, E. M. and Hooper, D. E., *The Design of Wide-band Transistor Feedback Amplifiers*, *Proc. I.E.E.* Vol. 110, No. 2, pp.375-389, Feb. 1963. (Note, the material in refs. 5 and 6 is also covered in the book by Cherry & Hooper previously referenced.)