

Питер Баксандалл

Конструирование звуковых усилителей мощности -3

Wireless World, май 1978

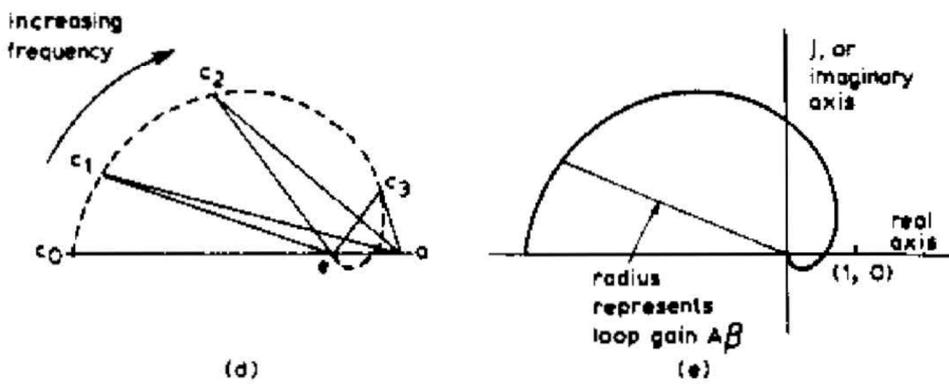
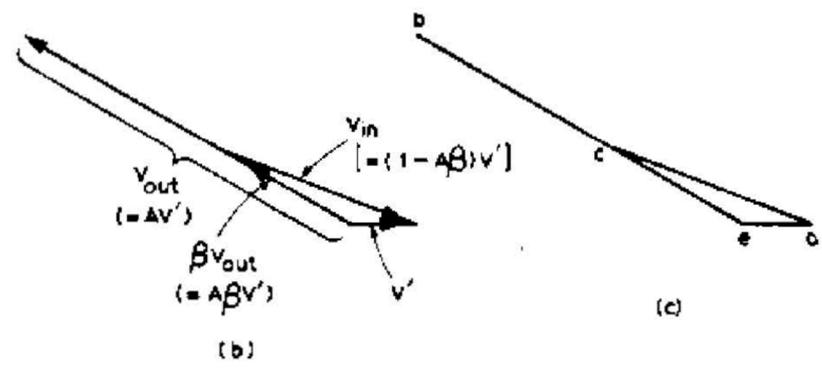
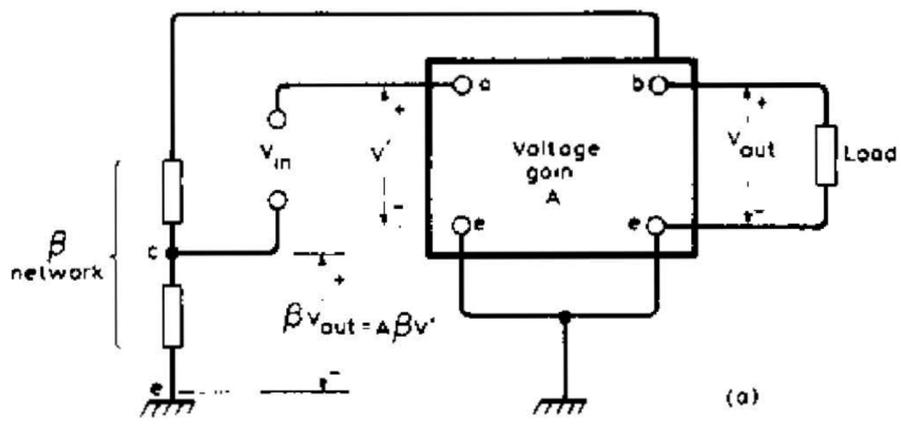
Диаграммы Найквиста и Боде

Методы конструирования, пригодные для разнообразных применений,
никогда свести полностью к набору правил.
Х.В.Боде

В мартовском выпуске объяснялось, что в предположении ничтожных нелинейных искажений передаточная функция усилителя с обратной связью дает полную информацию о частотном отклике, фазовом отклике, переходном отклике. Поэтому в принципе вся теоретическая работа по конструированию может быть сделана путем выбора конфигурации схемы и величин для получения желаемой передаточной функции. Однако для большинства задач конструирования усилителей это утомительно и негибко, поэтому предпочтение отдают другим методикам.

Хотя разработчики усилителей редко рисуют диаграмму Найквиста, она является лучшей отправной точкой, чтобы понять предпочтительную методику, применяемую в конструировании усилителя. Для ясности приведен рис. 1(а), хоть он и является повторением рис.1 в мартовском выпуске. Рис. 1(б) показывает векторную диаграмму для этой цепи на комплексной плоскости, построенную обычным способом, также для простоты полагается, что β -цепочка дает ослабление без фазового сдвига. Рис. 1(с) показывает диаграмму для схемы, нарисованной в соответствии с более ясной схемой, рекомендованной M.G.Stroggie [1], в которой точки на диаграмме обозначены так, чтобы соответствовать точкам на схеме, поэтому не требуется рисовать ни стрелки, ни символы напряжения. Для любой из схем при желании полная векторная диаграмма может быть представлена как вращение, обычно против часовой стрелки. Тогда вертикальные расстояния между концами векторов представляют мгновенные значения напряжения. Поэтому в момент времени, указываемый угловым положением диаграммы на рис 1(с), точки b и c положительны по отношению к e. Длина векторов, конечно, представляет соответствующее пиковое значение или, если нужно, среднеквадратичное значение напряжения. Чем больше я использую метод Stroggie рисования векторных диаграмм, тем больше он мне нравится, и я лишь сожалею, что из-за инертности не перешел к нему раньше.

Обе векторные диаграммы представляют условия для схемы на рис. 1а только для одной частоты, диаграмму Найквиста можно рассматривать как набор таких векторных диаграмм для всех частот. Они нарисованы на основе того, что V' имеет одно и то же значение везде (ea на диаграмме рис. 1d). (Обычно включают только напряжение в точке c, точку b отбрасывают). Поэтому при изменении частоты получают последовательность векторных диаграмм напряжения, что и показано на рис. 1d. В этом примере для простоты полагается, что усилитель является усилителем постоянного тока, так что при нулевой частоте напряжение обратной связи βV_{out} или $A \beta V'$ находится точно в противофазе с напряжением V .



Стрелка вправо - рост частоты радиус соответствует петлевому усилению $A\beta$
 Рис. 1. Базовая схема усилителя с обратной связью, векторная диаграмма напряжений и диаграмма Найквиста.

Локус c , показанный пунктиром на рис 1d – это диаграмма Найквиста. Обычно, однако, на диаграмме Найквиста показывают не напряжения, а коэф-ты усиления, которые получают делением всех величин на векторных диаграммах, показанных на рис 1b,c,d, на V' . Поэтому в обычной форме диаграмма Найквиста имеет вид, показанный на рис. 1e и является диаграммой Арганда (Argand), показывающей, как петлевое усиление $A\beta$ изменяется по амплитуде и фазе с изменением с частоты. Тем не менее для некоторых целей более удобно думать, представляя векторные диаграммы напряжения.

При низких частотах, особенно когда петлевое усиление намного выше указанного здесь, напряжение обратной связи βV_{out} , представленное, например, e_1 , почти равно по величине

входному напряжению сигнала c_{1a} , так что усиление усилителя V_{out}/V_{in} приблизительно равно $1/\beta^1$. Теперь рассмотрим векторное соотношение для намного более высоких частот, когда кончик вектора $A\beta$ повернулся в ту область диаграммы Найквиста (рис 1e), которая близка к точке $(1,0)$. Детали можно показать более явно, перерисовав соответствующие части диаграммы крупнее. Это сделано для напряжений на рис. 2a и 2b, но соответствующие безразмерные величины и усиление показаны в скобках.

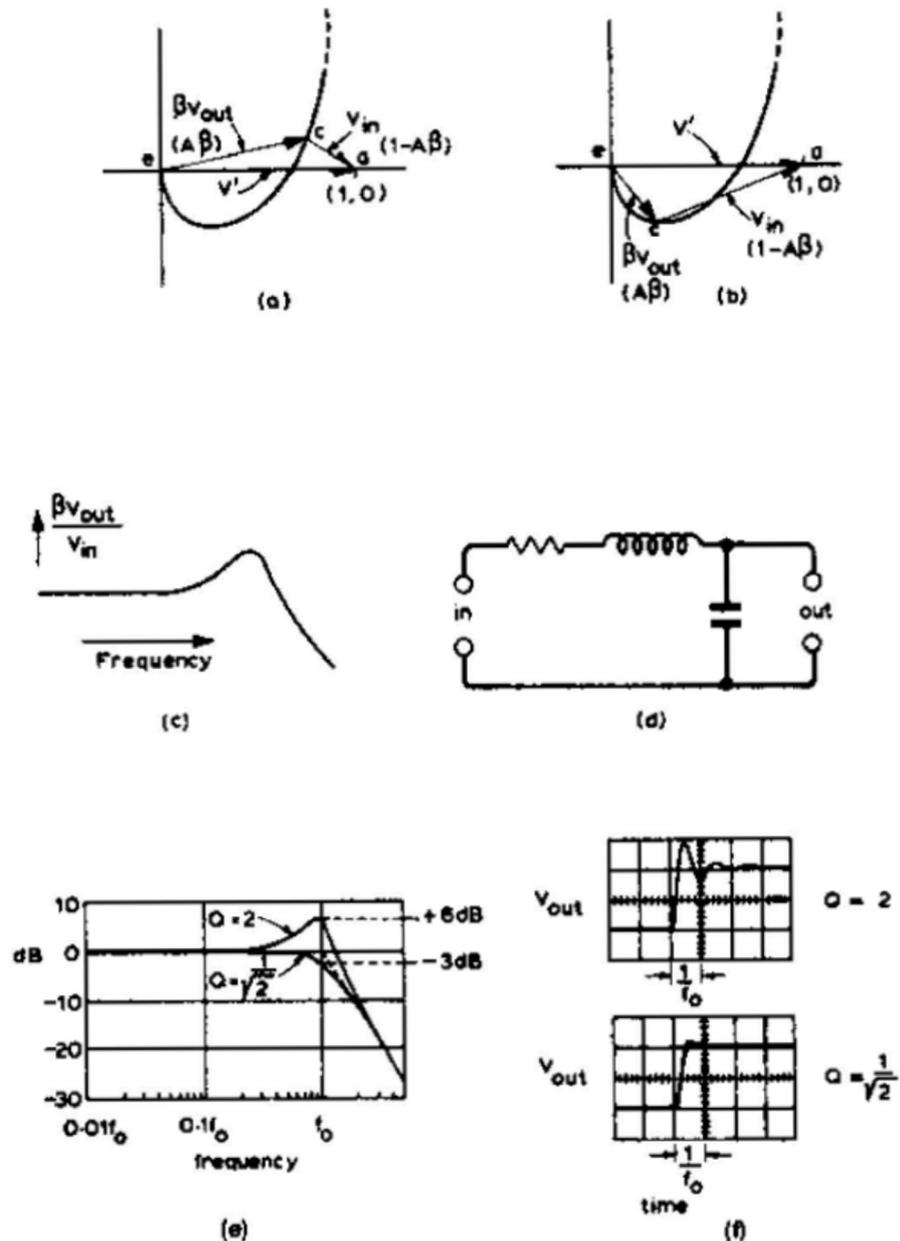


Рис.2. (a) и (b) показывают увеличенные диаграммы Найквиста для напряжения в критической области. (c) показывает форму частотной характеристики для случаев (a) и (b), а схема на рис (в) имеет примерно такую же АЧХ. (e) и (f) показывают АЧХ и реакцию на ступеньку для схемы (d) для двух значений Q.

Также для удобства всех читателей дано как обычное представление, так и представление Stroggie. На рис 2(a) видно, что вектор βV_{out} сейчас намного длиннее, чем V_{in} , что делает усиление усилителя намного больше, чем $1/\beta$. При еще более высоких частотах, как видно на рис. 2(b), βV_{out} становится меньше, чем V_{in} , так что усиление всего усилителя сейчас уже меньше, чем $1/\beta$. Из этого очевидно,

¹ Обращаясь к рис. 1b, имеем $V_{out}/V_{in} = AV'/(1 - A\beta)V' = (1/\beta) \times A\beta/(1 - A\beta)$, откуда видно, что усиление становится примерно $1/\beta$ при $|A\beta| \gg 1$.

что АЧХ с замкнутой петлей будет иметь вид, показанный на рис 2(с), а также то, что если диаграмма Найквиста приблизится к точке (1,0), пик на АЧХ будет иметь большую амплитуду. Такой отклик можно получить с чисто пассивными компонентами со схемой, показанной на рис. 2(d) и очевидно, что такая схема зазвенит при подаче ступеньки напряжения на вход, если достаточно велики значения Q. АЧХ и отклик на ступеньку для двух значений Q показаны на рис. 2(e) и (f) соответственно.

Поскольку частотный отклик усилителя, для которого диаграмма Найквиста проходит близко к точке (1,0), довольно близок к отклику пассивной схемы типа той, что показана на рис. 2(d), разумно ожидать, исходя только из этого, что усилитель, как и пассивная схема, будет иметь весьма звенящее поведение (*very ringy behaviour*), если пик АЧХ будет иметь большую амплитуду, и это действительно так.

Из сделанного выше простого анализа векторных диаграмм ясно, что если диаграмма Найквиста проходит через точку (1,0), требуемое значение V_{in} для (получения) конечного выходного (сигнала) становится исчезающе малым. Тогда возникнет генерация. Однако трудно ответить на вопрос, не возникнет ли генерация при каких-либо других условиях. Найквист в своей знаменитой статье 1932 г [2] очень глубоко проник в эту проблему и сформулировал свой критерий стабильности, который сейчас везде принят как верный.

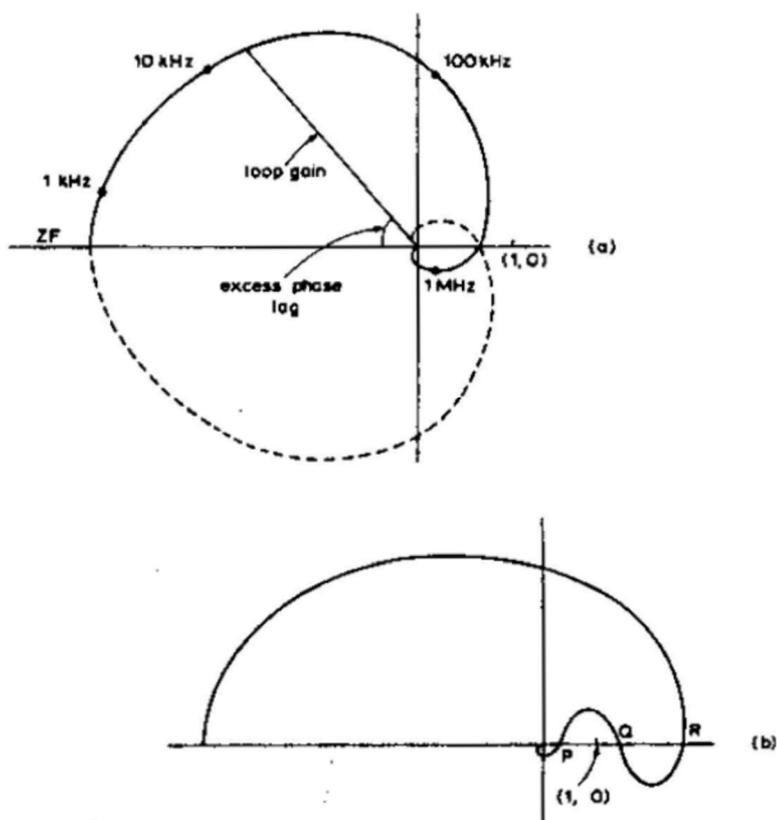


Рис. 3. Диаграммы, поясняющие критерий Найквиста

Критерий Найквиста

Критерий Найквиста утверждает, что если диаграмма Найквиста, как было описано выше, построена для всех частот от нуля до бесконечности вместе с изображением на действительной оси, как на рис. 3а, усилитель будет устойчив только если точка (1,0) лежит вне нарисованного изображения.

Пример, приведенный на рис.3а, относится как и прежде, к усилителю постоянного тока. Угол, обозначенный «избыточное запаздывание по фазе» относится к запаздыванию по фазе, которое развивается с ростом частоты за счет шунтирующих емкостей, фазового запаздывания в транзисторе и т.д. Слово «избыточное» часто используют при этом, чтобы было понятно, что угол, о котором идет речь, не включает 180° фазовый угол, присутствующий оттого, что обратная связь *отрицательна* при нулевой частоте. Частоты, отмеченные на диаграмме Найквиста, выбраны как потенциально очень типичные для аудиоусилителей. Хотя критерий Найквиста, как отмечалось, относится к частотам от нуля до бесконечности, на практике охватить такой диапазон нереально и не нужно. Однако можно обмануться если остановить измерения на слишком низкой частоте, потому что диаграмма Найквиста, которая создает видимость сжатия с ростом частоты при прохождении точки (1,0), может неожиданно вернуться назад и разрушить устойчивость. Это особенно может произойти, если используются трансформаторы вследствие сложных резонансов, включая индуктивность рассеяния и емкость обмоток.

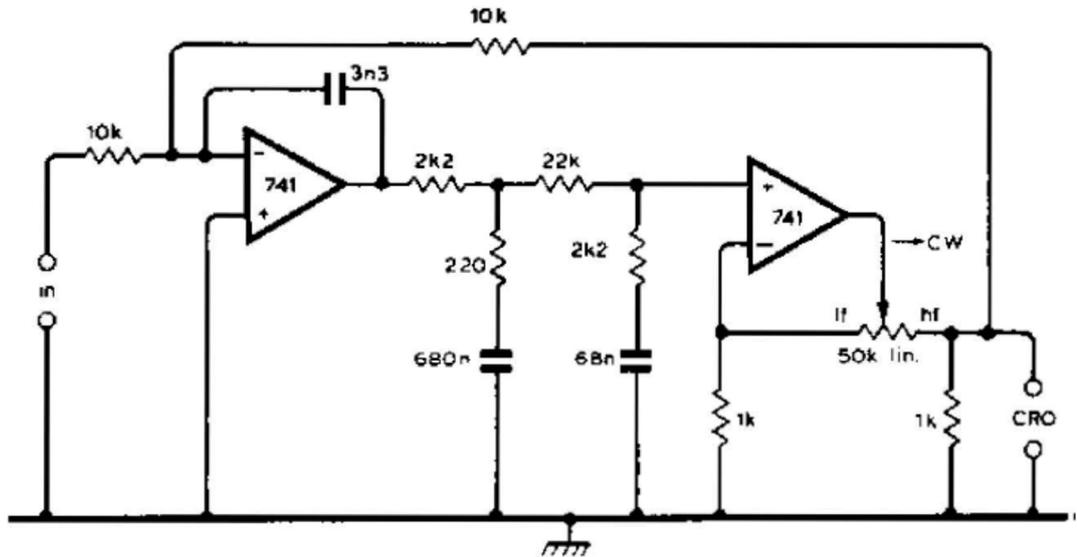
Когда построены полные диаграммы Найквиста, обычно более удобно принять линейную шкалу децибел в радиальном виде, чтобы охватить широкий диапазон величин петлевого усиления. Иногда, однако, только часть диаграмм вблизи точки (1,0) нужна, тогда и линейной шкалы может быть достаточно.

Если петлевое усиление усилителя в обратной связи меняется без изменения постоянных времени, например, просто изменением β , очевидный способ учесть это состоит в изменении размера диаграммы Найквиста, при фиксированной точке (1,0). Однако проще и быстрее оставить диаграмму как есть и сдвинуть точку (1,0), эффективно изменяя масштаб диаграммы. Обычно нет необходимости рисовать картинку с диаграммой Найквиста на действительной оси, как показано на рис.3а, потому что обычно очевидно, будет ли точка (1,0) лежать внутри фигуры без необходимости видеть часть, нарисованную пунктиром.

Условная устойчивость

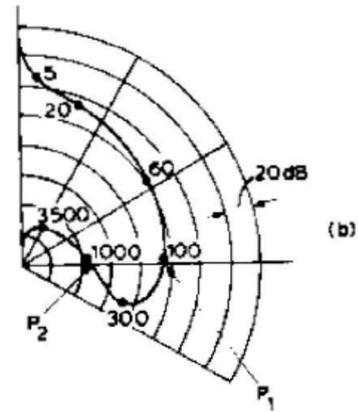
Бывают усилители с диаграммой Найквиста, похожей на ту, что на рис. 3(b). Если петлевое усиление подобрано так, что точка единичного петлевого усиления (1,0) находится между P и Q, усилитель будет устойчив, так как диаграмма не захватывает эту точку. Увеличение петлевого усиления, которое может быть представлено как движение точки (1,0) влево, приведет к началу колебаний как только точка (1,0) достигнет точки P. Уменьшение петлевого усиления, представимое как движение точки (1,0) вправо, также приведет к генерации (на другой частоте), когда точка (1,0) достигнет Q. Если уменьшение петлевого усиления достаточно велико, чтобы сдвинуть точку (1,0) за пределы R, устойчивость восстановится.

Если усилитель работает с точкой (1,0) между P и Q, то говорят, что он условно устойчив. В этом состоянии надо отметить, что для всех частот, соответствующих точкам Q и R, сдвиг фазы в петле равен нулю, а усиление в петле выше единицы, и тем не менее, генерация не возникает. Условно устойчивый усилитель можно поэтому определить как усилитель, в котором уменьшение петлевого усиления приводит к генерации. Про усилитель, который устойчив для всех значений петлевого усиления от нормального до нуля, говорят, что он абсолютно устойчив [3]. Важно отличать термин «условно устойчивый» в смысле, указанном выше, от случаев применения этого же обозначения к усилителю, который устойчив при определенных огарничениях, накладываемых на импеданс нагрузки. К последнему случаю применяют обратный термин – «безусловно устойчивый», относящийся к усилителю, стабильному для любого импеданса пассивной нагрузки.

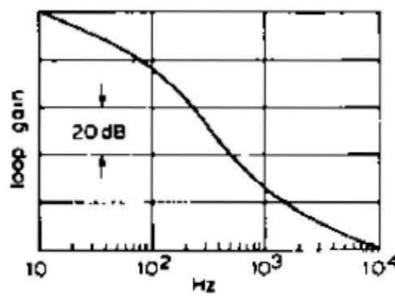


(a)

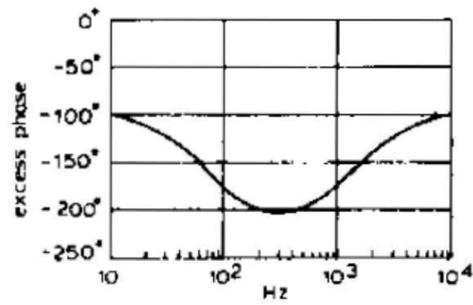
Fig. 4. Circuit: for demonstrating conditional stability, together with calculated Nyquist diagram and Bode loopgain and phase diagrams. Frequencies in (b) are in Hz.



(b)



(c)



(d)

Рис. 4. Схема для демонстрации условной устойчивости вместе с рассчитанной диаграммой Найквиста и диаграммами Боде для петлевого усиления и фазы. Частота в (b) указана в герцах.

Усилители с условной устойчивостью в смысле возникновения генерации при уменьшении петлевого усиления обычно стараются не использовать, и я никогда не встречал случая, чтобы такой усилитель намеренно использовался в технических применениях. Интерес к ним в основном сводится к тому, что они проливают свет на наше понимание полной важности и точности критерия Найквиста.

Очень легко сделать схему с условной устойчивостью и рис. 4а показывает подходящий рецепт. Эта схема может стать основой отличной и убедительной лекционной демонстрации. В левом положении движка потенциометра, задающем низкое петлевое усиление, усилитель абсолютно устойчив и дает довольно хорошо заглушенный прямоугольный отклик при подаче на вход, скажем, 5 Гц прямоугольного импульса. При движении движка вправо увеличение петлевого усиления делает отклик более и более звенящим с переходом к непрерывной генерации выше 100 Гц. Дальнейшее движение движка вправо порождает сильные колебания с увеличивающейся частотой, поскольку точка (1,0) движется от P_1 к P_2 в рассчитанной диаграмме Найквиста, показанной на рис. 4(b). По достижении точки P_2 затухающие колебания становятся мягче с частотой около 800 Гц. Увеличение усиления еще больше снова возвращает устойчивость, но теперь это условная устойчивость. Чем выше усиление, тем лучше «глушение» прямоугольного импульса, частота при этом находится около 100 Гц. Для демонстрационных целей выход можно нагрузить на громкоговоритель. Необычный способ регулирования усиления обеспечивает изменение в очень широком диапазоне (около 68 дБ). Такая схема регулировки использовалась в усилителе BBC для внестудийного вещания типа ОВА/9 [4]. И такие схемы, где объединены пассивная регулировка и регулировка усиления в обратной связи одним потенциометром, имеет много применений. С осциллографом, подключенным к точке, показанной на рис. 4а, детектируется прямое усиление, а общая величина β при этом остается постоянной. Если потенциометр выведен до упора влево, на выходе можно получить только небольшой уровень сигнала, в этом случае чувствительность осциллографа должна быть 50 мВ/см. Другой вариант – подключить осциллограф к движку потенциометра, что позволит иметь на выходе высокий сигнал при любом положении движка. В этом случае, однако, и прямое усиление, и общее значение β изменяются и усиление сигнала будет зависеть от положения движка.

В ламповую эру сильным аргументом против использования условно устойчивых усилителей было то, что при прогреве ламп рост крутизны (ВАХ) вызывал осцилляции до достижения режима условной устойчивости. Как отмечается на с. 163 ссылки 3, такие колебания, начавшись, могли не прекратиться из-за сниженного коэффициента усиления при перегрузке. Интересно, что демонстрационная модель на рис. 4 не имеет такой склонности при перегрузке, пока находится в границах условной устойчивости. Единственное преимущество использования режима условной устойчивости состоит в том, что можно реализовать быстрый спад петлевого усиления с частотой, так что можно обеспечить более глубокую обратную связь на высоких частотах с соответствующим снижением искажений. Но поскольку предельно низкие искажения можно обеспечить и другими способами, по-видимому, про эту возможность лучше забыть.

Графики для коэффициента усиления и фазы

Большинство инженеров при разработке усилителей с обратной связью вместо использования диаграмм Найквиста пользуются АЧХ и ФЧХ. Рисуются диаграммы, часто со спрямленными реальными зависимостями, и их иногда называют диаграммами Боде [5]. На рис.5 показаны простые примеры, которые можно сравнить с кривыми, показанными в таблице во второй статье (Часть 2). Часто достаточно нарисовать только график для коэффициента усиления, потому что, если используются т.н. схемы с минимальным фазовым сдвигом, существуют определенные соотношения между АЧХ и ФЧХ [3]. Тогда при условии, что петлевое усиление сформировано с учетом определенных критериев, которые обсудим позже, фазовые характеристики будут такие, что обеспечат автоматически устойчивость. В этой связи надо четко уяснить, что образует схему с минимальным фазовым сдвигом (МФС), а что – нет. Иногда говорят, что все схемы, используемые в обычных усилителях, относятся к МФС-типу, но это не всегда верно. Любая схема, в которой больше одного пути от входа к выходу может не иметь МФС-свойств, то есть она склонна создавать больший фазовый сдвиг, чем нужно для заданного усиления. Такая не-МФС-схема всегда

эквивалентна МФС-схеме плюс всепропускающая схема, последняя создает только фазовый сдвиг без усиления. Простой пример такой не-МФС-схемы, часто присутствующей в усилителях, показан на рис. 6а.

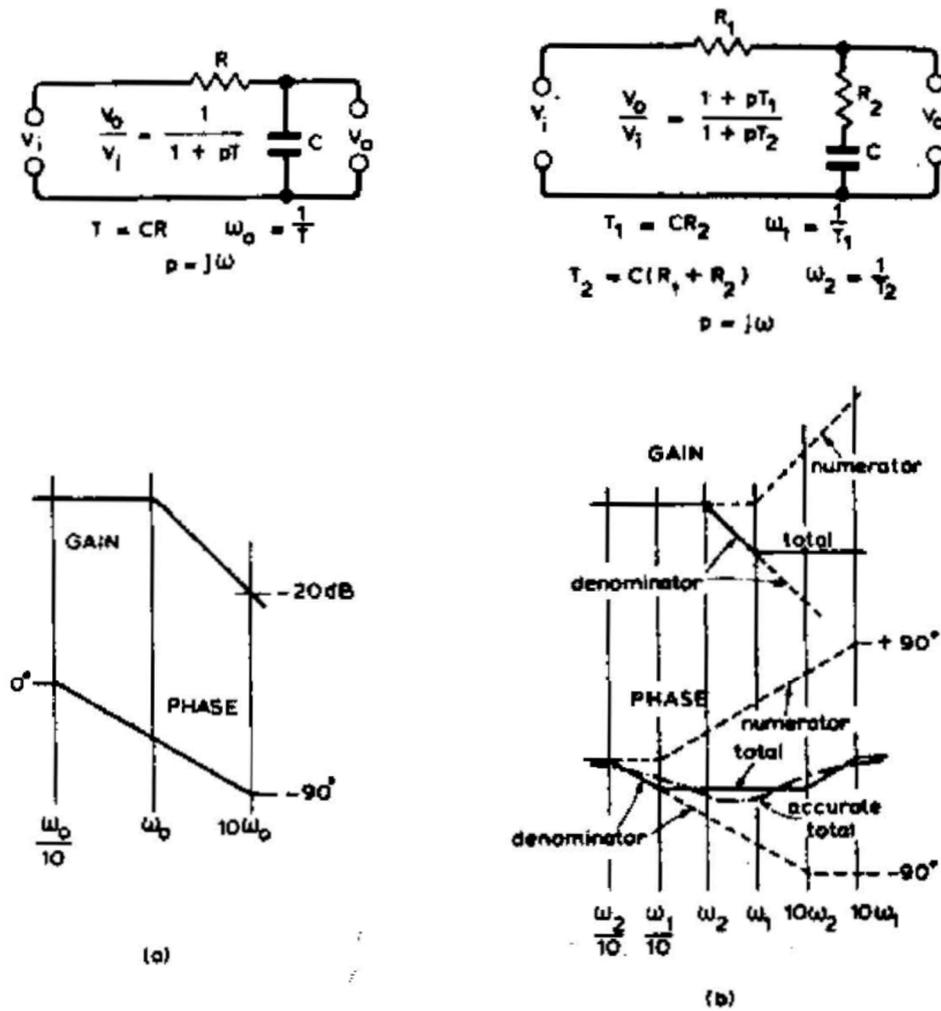


Рис.5. Диаграммы, показывающие как быстро построить спрямленные графики АЧХ и ФЧХ простых цепей.

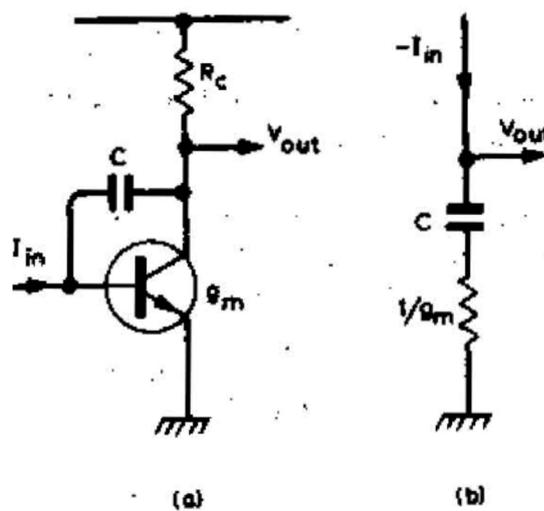


Рис. 6. (а) Схема, не имеющая свойств минимального фазового сдвига (МФС).
(б) Цепь с такой же АЧХ, как (а), но с меньшим сдвигом фазы на высоких частотах.

Для интересующего нас диапазона частот коллекторный резистор R_c имеет незначительный шунтирующий эффект и может быть проигнорирован. На очень высоких частотах, где конденсатор,

можно считать, что замыкает накоротко, имеем $V_{out} = I_{in} \times (1/g_m)$. Для более низких частот схема работает как интегратор Блюмлейна и дает $V_{out} = -I_{in} \times (1/pC)$, где $p = j\omega$. Поэтому общее выражение выглядит так:

$$V_{out} = I_{in} \left(\frac{1}{g_m} - \frac{1}{pC} \right) \quad (1)$$

или

$$V_{out} = \frac{I_{in}}{g_m} \left(1 - \frac{1}{pT} \right) \quad (2)$$

где

$$T = C \times \frac{1}{g_m}$$

Сейчас (2) можно переписать:

$$V_{out} = - \frac{I_{in}}{g_m} \times \frac{1-pT}{pT}$$

Важность этого выражения можно оценить, если переписать его так:

$$V_{out} = - \underbrace{\frac{I_{in}}{g_m} \times \frac{1+pT}{pT}}_A \times \underbrace{\frac{1-pT}{1+pT}}_B \quad (3)$$

Здесь часть А представляет отклик схемы рис. 6(b), которая безобидна с точки зрения устойчивости с обратной связью. А часть В представляет всепропускающую характеристику (как показано внизу таблицы в мартовской статье (часть 2) и вносит дополнительный фазовый сдвиг, не влияя на величину усиления. Часто, однако эти усложнения несильно влияют на устойчивость усилителя, так как они появляются на частотах выше частоты единичного усиления. Например, с $C=100$ пФ и током коллектора 5 мА, дающими идеальное значение 200мА/В, частота, на которой всепропускающий член дает 90° фазового сдвига равна в теории 320 МГц. Иногда, однако добавляют резистор в коллекторную цепь, скажем 100 Ом, возможно, для ограничения тока, что сильно уменьшает g_m . Это в сочетании с более высоким значением C , скажем 470 пФ дает в идеале все-пропускающую цепь с 90° -сдвигом на 3,2 МГц, так что 10° -сдвиг будет иметь место около 300 кГц – не обязательно пренебрежимая величина.

В условиях перегрузки транзистор на рис.6а можно временно отключить. Тогда остается единственный путь с входа на выход через конденсатор C , и необходимая инверсия фазы в каскаде потеряна. С большим количеством общей обратной связи, которая затем становится положительной, моментальный переключательный эффект или генерация могут произойти. Распутывание тонких эффектов, подобных этому, и многих других может временами сделать разработку усилителя с обратной связью трудным испытанием, требующим высокой квалификации.

Из сказанного следует, что при конструировании большинства усилителей можно надежно полагать выполнение условия минимального фазового сдвига, однако при этом нельзя забывать, что могут быть дополнительные нюансы.

В предположении МФС-схемы, высокочастотный спад с крутизной 20 децибел на декаду (6 дБ на октаву) в достаточно широком интервале, скажем две и более декады, приведет к

дополнительному фазовому сдвигу почти 90° . Устойчивая критична спада 40 дБ на декаду даст почти 180° задержку, и седлает диаграмму Найквиста почти горизонтальной справа, так что при достаточном петлевом усилении она пройдет очень близко к точке (1,0). Это даст высокий пик на АЧХ и очень звенящий отклик на ступеньку.

В этом контексте обучно упоминают запасы по устойчивости усилителя – запас по усилению и запас по фазе, как показано на рис. 7. Запас по усилению показывает, какой глубины обратная связь может быть использована без возникновения генерации, а запас по фазе показывает, как много нужно дополнительного фазового сдвига на частоте единичного петлевого усиления для достижения точки генерации.

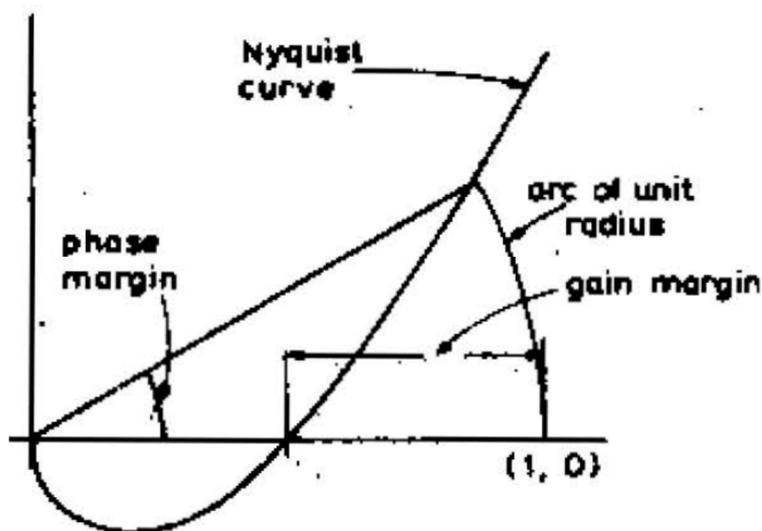


Рис. 7. Диаграмма, иллюстрирующая запас по усилению и запас по фазе для обеспечения устойчивости

Величины запасов по устойчивости, которые следует делать в усилителях, зависят от нескольких обстоятельств, а именно:

- А) Запас по расчетам должен быть «комфортным», чтобы гарантировать, что вероятные разбросы при производстве не создадут проблем;
- Б) Запасы по устойчивости должны удовлетворять пункту а) при всех возможных условиях нагрузки;
- В) Запасы по устойчивости, указанные в п.п. а) и б), должны существовать при всех уровнях сигнала, не только для малых сигналов;
- Г) во многих конструкциях телевизионных, радарных и осциллографических усилителей важен отклик на ступеньку без выбросов или с малым выбросом, однако это не обязательно для аудиоусилителей – за исключением, пожалуй, мнения отдельных обозревателей и их читателей. Хотя сильно подзванивающий отклик на ступеньку обоснованно вызывает подозрение при конструировании аудиоусилителей, высокодобротный «звон», на, скажем 150 кГц, не будет, тем не менее, оказывать даже слабое ухудшающее влияние на звуковоспроизведение.

Аргумент против того, чтобы иметь избыточный запас по устойчивости, сводится к тому, что любой сконструированный таким образом усилитель может легко быть оптимизирован путем использования ООС большей глубины с меньшим запасом по устойчивости для получения минимальных нелинейных искажений. Однако с современными быстрыми кремниевыми планарными транзисторами можно получить высочайшее качество в отношении ВЧ-искажений даже и при большом запасе по устойчивости и с впечатляющим откликом на ступеньку. В настоящее время есть тенденция так и делать.

Довольно давно Боду [3] предположил, что для аудиоусилителей с низкими искажениями 30° -запас по устойчивости является разумным выбором и аргументировал, что хорошей философией для практики будет удерживать петлевое усиление на полную величину до некоторой высокой частоты f_1 , примерно 10 кГц, а потом сделать спад как можно резче и так, чтобы не превысить 150° сдвиг. Таким путем с хорошей конструкцией усилителя) в других отношениях петлевое усиление может быть уменьшено к уровню ниже единицы до значительного проявления непредвиденных фазовых сдвигов из-за сложного поведения трансформаторов и т.п. Он также показал, что идеальный закон ослабления петлевого усиления для достижения постоянного 150° -сдвига выше f_1 выглядит так, как показано на рис. 8(a).

Если крутой спад усиления выше f_1 поддерживается слишком долго до того, как достигнет асимптотического наклона 33 дБ на декаду, соответствующий фазовый сдвиг упадет ниже -150° и не восстановится до -150° при очень высоких частотах. Дополнительно, этот эффект, если он сильно выражен, приведет к тому, что усилитель станет условно устойчивым, если петлевое усиление будет достаточно высоким. Похожая ситуация показана на рис. 4(c) и 4(d).

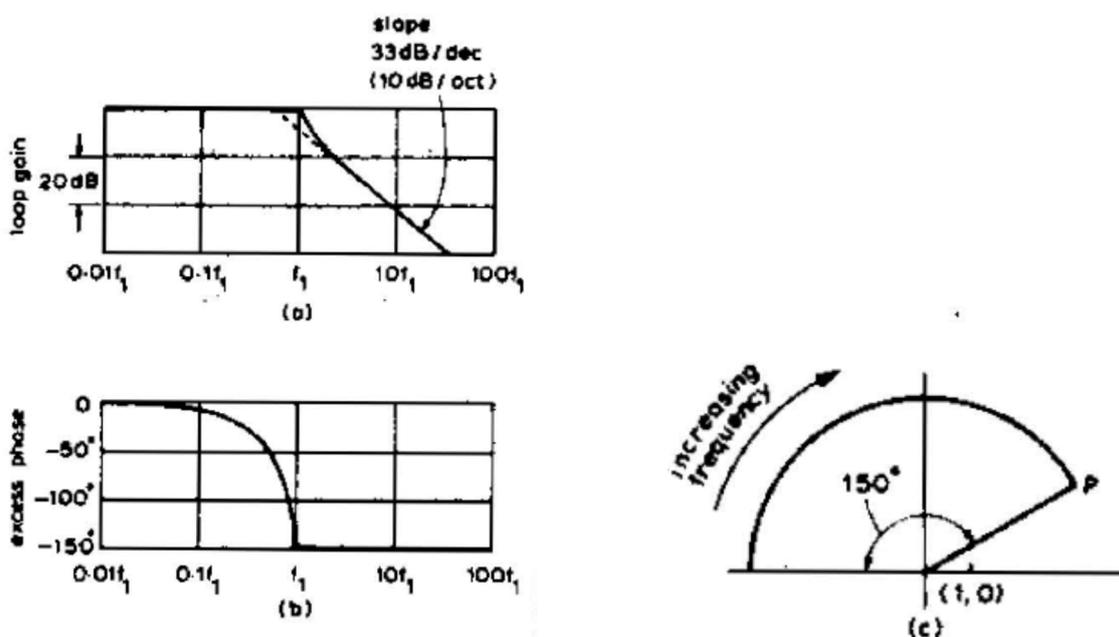


Рис.8. Петлевое усиление, ФЧХ и диаграмма Найквиста для усилителя с «идеальными по Боду» характеристиками спада петлевого усиления.

Для усилителя с «идеальным по Боду» ослаблением петлевого усиления и в предположении плавной β -цепи характерны пик в области ВЧ на АЧХ в 6 дБ и форма реакции на ступеньку, которые не зависят в широком интервале от параметров петлевого усиления² благодаря постоянному 30° -запасу по устойчивости. Это справедливо только при условии, что петлевое усиление задано достаточно высоким для точки $(1,0)$, чтобы быть далеко слева от точки P на рис. 8(c). Я недавно запустил экспериментальную схему усилителя с петлевым усилением со спадом строго 33 дБ на декаду с цепью минимального фазового сдвига в интервале частот 1000:1. Если петлевое усиление установлено так, что имеет ВЧ-пик где-то в центре этого частотного диапазона, то пик действительно имеет уровень +6 дБ, как предсказывается из диаграмм Найквиста (рис. 8c и 2a). Также интересно, что реакция на ступеньку имеет форму, совершенно не зависящую от установленного петлевого усиления в широком интервале и неотличимую от формы сигнала для Q

² Свойство, по-видимому, очень желательное в ламповую эру, так как крутизна (BAX) падает по мере старения лампы.

= 2 на рис. 2f. Нет абсолютно жесткого теоретического соотношения между запасом устойчивости по фазе и формой отклика на ступеньку даже, если β постоянно. Тем не менее, с разумно «укрошенными» диаграммами Найквиста, как показано в этой статье, 30° -запас по фазе всегда даст приближение к одномодовому «звону» с эффективным значением Q около 2.

Литература

References

1. Scroggie, M. G., *Phasor Diagrams* (Iliffe 1968).
2. Nyquist, H., *Regeneration Theory*, *Bell System Tech. J.*, Jan. 1932, p.126.
3. Bode, H. W., *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*. (van Nostrand 1945). (See p.162 re conditional stability; p.303 re gain/phase relationships; p.454 re Bode ideal attenuation characteristics.)
4. Berry, S. D., *New Equipment for Outside Broadcasts*, *The BBC Quarterly*, Vol. 7 No. 2, pp. 120-128 (Summer 1952).
5. Cherry, E. M. and Hooper, D. E., *Amplifying Devices and Low-Pass Amplifier Design*, p.501. (John Wiley 1968).