

Samuel Groner
Комментарии к книге Дугласа Селфа
“Audio Power Amplifier Design Handbook”

24 февраля 2011 г.¹

1. ВВЕДЕНИЕ

Автор высоко оценивает книгу Селфа. Пишет, что провел исследования и хочет о них написать. Часть его результатов дополняют, а часть контрастируют с книгой Селфа.

2. ПОДСЧЕТ ЧИСЛА КАСКАДОВ

Автор пишет, что Селф считает каскады не так как принято в литературе по ОУ. В частности, выходной каскад обычно не учитывают, когда пишут N-каскадный ОУ. Также он предлагает считать сломанный каскод частью входного каскада, а не самостоятельным каскадом.

3. УЛУЧШЕННЫЕ ТОКОВЫЕ ЗЕРКАЛА

Автор пишет, что обычное токовое зеркало требует точного подбора транзисторов. Он приводит схему с улучшенным токовым зеркалом. Называет его EFA-зеркало, возможно, emitter follower augmented – улучшенное зеркало с эмиттерным повторителем.

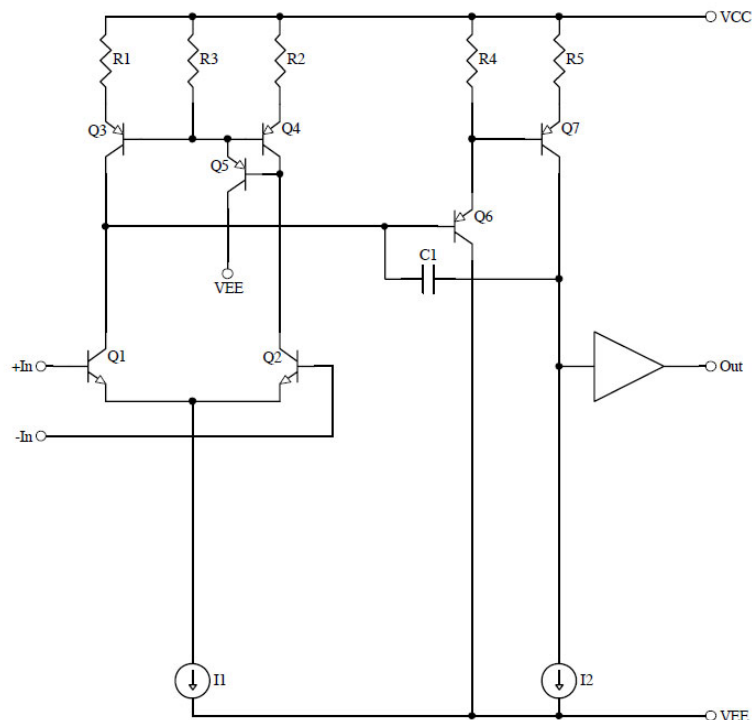


Рис. 1 Усилитель с улучшенным токовым зеркалом

¹ Это краткий пересказ по просьбе коллег. Полный перевод затруднен ввиду значительного объема текста. Прямой перевод оригинальных фрагментов везде взят в кавычки. С. Гапоненко, audio-hobby@tut.by.

Если R5 выбран так, что Q1 и Q2 имеют одинаковое коллекторное напряжение, а R3 и R4 выбраны равными, ошибка, вызванная током базы Q5, подавляется током базы Q6. Эта топология дает малый дрейф и хороший баланс входного каскада (см., напр., [1]). Использование зеркала Уилсона или улучшенного зеркала Уилсона не дает такого баланса, однако, как отмечает Селф на стр. 85, обеспечивает более низкие искажения.

Второй аспект, связанный с токовыми зеркалами – их вклад в шумы. Селф неизменно использует в токовом зеркале эмиттерный резистор сопротивлением 68 Ом. Как указано в [2], это значение намного ниже минимального значения с точки зрения шумов.

Схема модельного усилителя на рис. 2 в измерениях показала улучшение на 5 дБ с увеличением номинала резистора.

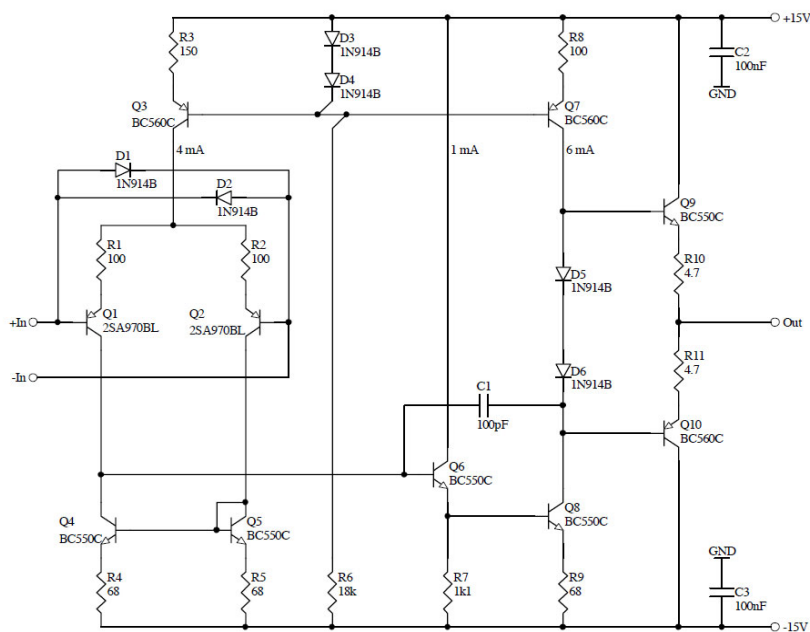


Рис. 2. Модельный усилитель, использованный для измерения шумов.

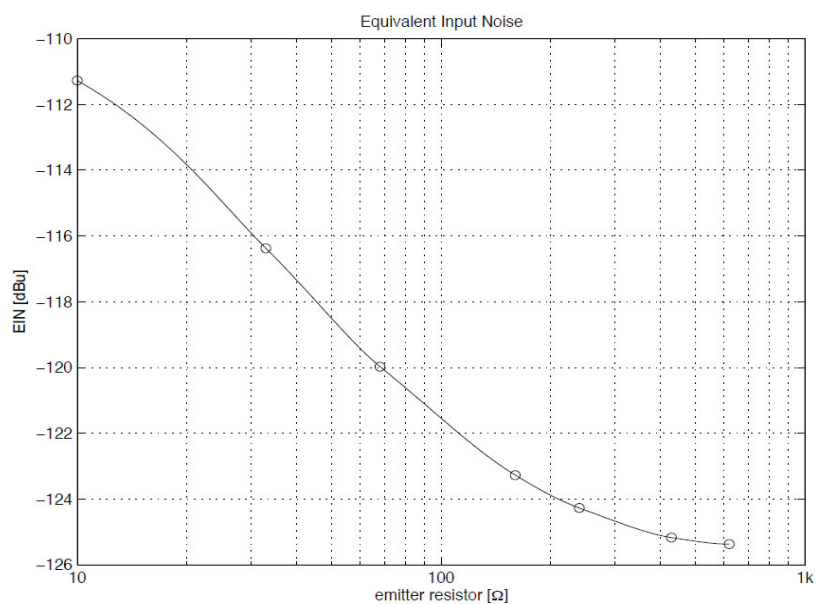


Рис. 3. Эквивалентный вх. шум в полосе 22 Гц – 22 кГц для различных значений эмиттерного резистора

На рис. 3 показаны результаты измерений для сопротивления резисторов от 10 Ом до 600 Ом.

4. ООС ПО НАПРЯЖЕНИЮ В СРАВНЕНИИ С ТОКОВОЙ ООС

Отмечается, что в книге Селфа основное внимание обращено на усилители с ООС по напряжению. В отличие от них, усилители с токовой обратной связью (ТОС) имеют рабочую полосу с замкнутой петлей ООС, не зависящую от коэффициента усиления с замкнутой петлей. Кроме того, типичные схемы с ТОС не имеют ограничения по скорости нарастания первого порядка. Граничная частота с замкнутой петлей задается $1/(2\pi R_F C_C)$, где R_F – резистор обратной связи, C_C – компенсирующий конденсатор.

Теория усилителей с ТОС содержится в [4]. Автор отмечает, что в книге Селфа особые свойства усилителей с ТОС не рассматриваются, хотя они хорошо известны разработчикам современной аудиотехники.

В качестве примера неполноты анализа усилителя с ТОС приведен рис. 43а, где неверный выбор R_F и C_C привел к высоким измеренным искажениям, тогда как при уменьшении емкости до 10 пФ или выборе резистора 2,2ком искажения могут быть меньше.

В заключение этого раздела отмечается, что некоторые ограничения в точности по постоянному току, по шуму, по подавлению помех от источника питания и от синфазного сигнала в усилителях с ТОС могут быть преодолены схемотехнически [6]. Вывод о том, что лучше для аудиоусилителей мощности – ООС по напряжению или ТОС - здесь сделать нельзя, нужны недели экспериментов и двадцать страниц текста.

5. ИСКАЖЕНИЯ В КАСКАДЕ УСИЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ.

Отмечается, что на стр. 120 Селф указывает экспоненциальность ВАХ биполярных транзисторов как основную причину искажений. В то же время ВАХ слабо зависит от частоты, а искажения сильно от нее зависят. Возникает противоречие, и автор этих заметок на основании моделирования и экспериментов предлагает три возможные причины искажения каскада усиления напряжения на биполярном транзисторе:

- емкость перехода коллектор-база зависит от напряжения на коллекторе;
- эффект Эрли;
- нелинейную модуляцию опорного напряжения (reference voltage) компенсирующего конденсатора.

По первому эффекту, емкость падает с ростом напряжения на коллекторе [10,11]. Так как эта емкость включена параллельно компенсирующему конденсатору, ее изменение модулирует коэффициент усиления выше основного полюса, что и приводит к искажениям, по-видимому, второго порядка. По мнению автора, в каскадах усиления напряжения на одном транзисторе именно этот эффект определяет рост искажений выше 1 кГц.

Для проверки этого предположения в схеме на рис. 6 сравнивались искажения с двумя транзисторами Q7, отличающимися по паспортной емкости коллекторного перехода. Автор предполагает, что если такая емкость больше, то и ее изменение при изменении напряжения тоже будет больше. У транзистора 2N4401 емкость по паспорту равна 6,5 пФ, а у транзистора MJE181 – 60 пФ [8,9]. На рис.7 видно, что искажения во втором случае резко нарастают с частотой, что подтверждает гипотезу автора. Отличия в ВАХ не могут быть причиной такого значительного различия для двух транзисторов, особенно с учетом измеренной зависимости искажений от

частоты: ВАХ не может объяснить, почему транзистор, который имеет гораздо меньше искажений на низких частотах, проигрывает другому транзистору на высоких частотах.

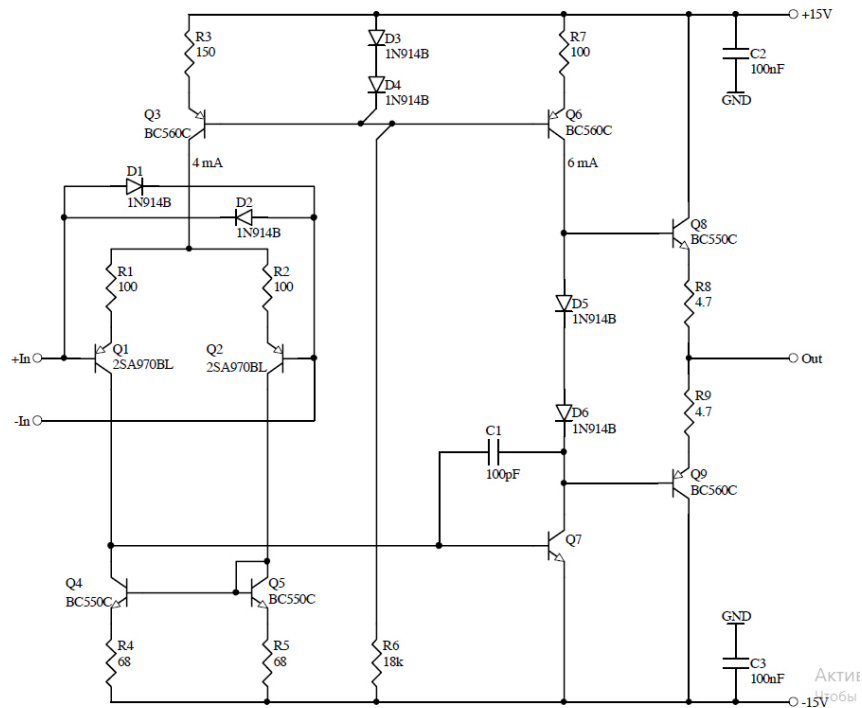


Рис. 6. Модельный усилитель для измерения искажений каскада усиления напряжения.

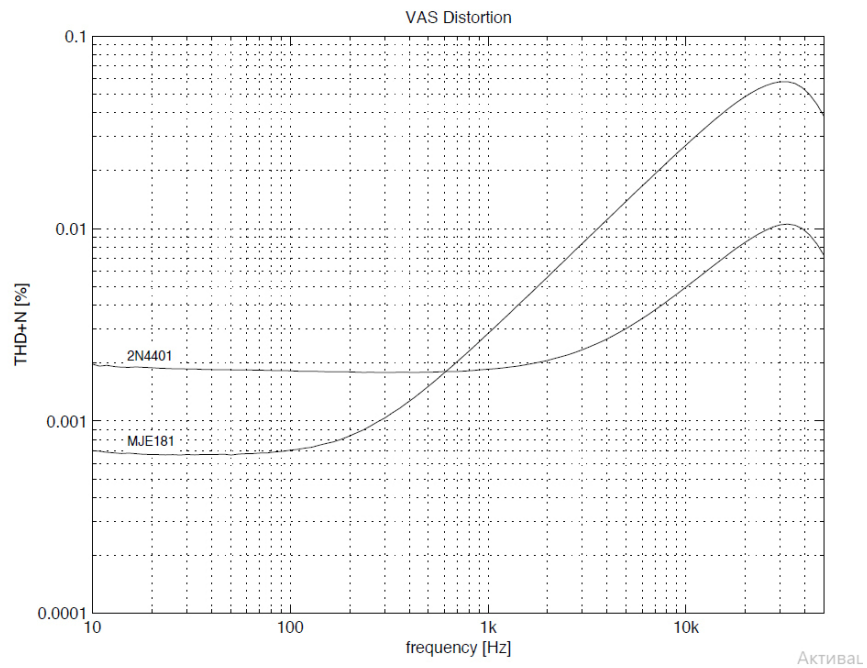


Рис. 7. Зависимость искажений от частоты для усилителя на рис. 6 с двумя различными транзисторами. Уровень +20dBu, $K_u=22$, полоса 80 кГц (измерения).

Далее – буквальный перевод авторского текста (цитирование обозначено кавычками). «В заключение целесообразно обсудить эффект повышения напряжения питания. Как утверждалось выше, емкость коллектор-база снижается с ростом напряжения на коллекторе. Тогда для заданного выходного уровня [сигнала] модуляция емкости коллектор-база будет снижена, поскольку максимальное изменение емкости происходит при минимальном напряжении на коллекторе. Следовательно, логично предположить, что

и искажения уменьшатся. Это объясняет улучшение, которое наблюдалось с ростом напряжения питания на рис. 5.2 (стр.118 в книге Селфа).»

Искажения на низких частотах на рис. 7 объясняются эффектом Эрли. Вот авторский текст:

«Для малых сигналов этот эффект учитывают введением дополнительных сопротивлений коллектор-эмиттер r_o и коллектор-база r_μ [10]. Их величины примерно пропорциональны напряжению Эрли V_A и обратно пропорциональны току коллектора I_C :

$$r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \quad (2)$$

$$r_\mu = \beta \cdot r_o \quad (3)$$

Видно, что обе величины еще зависят и от V_{CE} . На низких частотах можно считать, что I_C не изменяется при изменении выходного напряжения, потому что импеданс компенсирующего конденсатора, коллекторной нагрузки источников постоянного тока и выходного каскада довольно высок. Однако зависимость от V_{CE} приведет к модуляции усиления при изменении выходного напряжения, так как r_μ образует местную обратную связь для транзистора каскада усиления напряжения. Кроме того, r_o влияет на эффективное сопротивление, присутствующее на выходе каскада усиления напряжения и, таким образом, на опять же на усиление с разомкнутой петлей. Как известно, модуляция коэффициента усиления с разомкнутой петлей вызовет некоторую модуляцию коэф-та усиления с замкнутой петлей, что и приводит к искажениям.»

Поскольку возникающая дополнительная цепь обратной связи имеет резистивную природу, вносимые искажения не зависят от частоты.

Далее отмечается, что (2) и (3) соответствуют сильно упрощенной ситуации. В реальности зависимость r_o и r_μ от V_{CE} сильнее и сложнее. При малых напряжениях на коллекторе существует квазинасыщение (эффект Кирка (Kirk)), а при высоких начинается влияние слабого пробоя [12]. Оба эффекта снижают r_o и r_μ и приводят к искажениям, которые не учитываются в SPICE-модели. Литературы об этом явно мало, хотя кое-что есть в [13,14].

Автор подчеркивает важность измерения коэффициента усиления для постоянного тока с разомкнутой обратной связью (DC open loop gain) как функции выходного напряжения. Для схемы на рис. 6 эти данные показана на рис. 8 и 9. Рис. 10 и 11 показывают искажения на низких частотах.

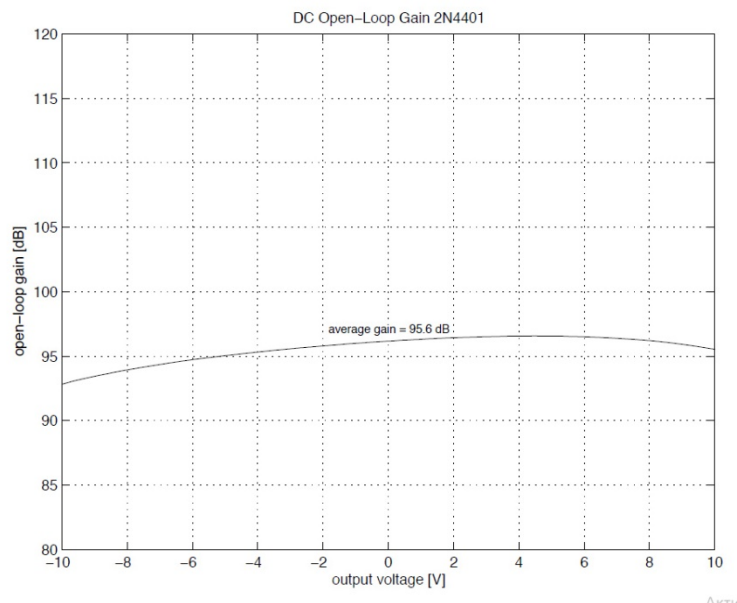


Рис. 8. Усиление по постоянному току с разомкнутой петлей как функция выходного напряжения для схемы на рис. 6. Транзистор Q7 - 2N4401.

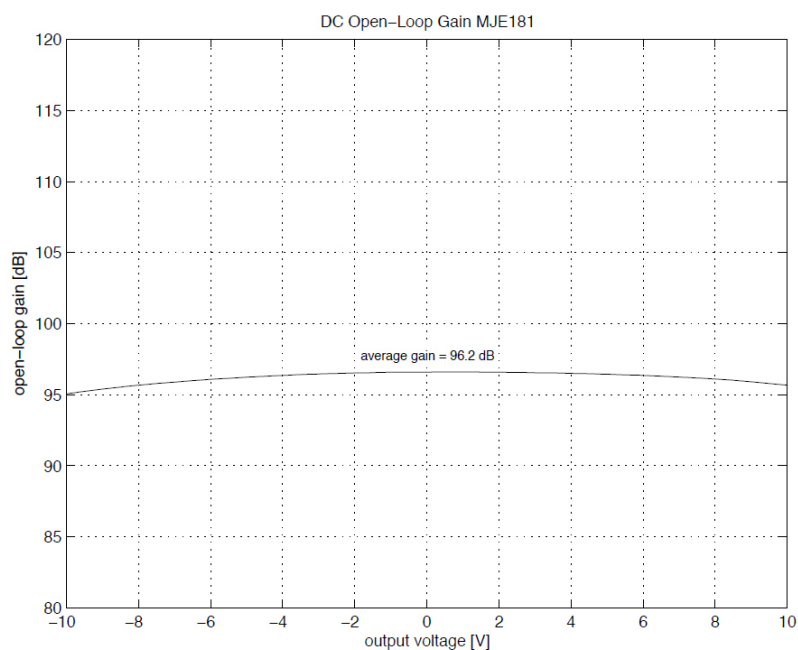


Рис. 9. То же, что и на рис. 8, но Q7 – MJE181.

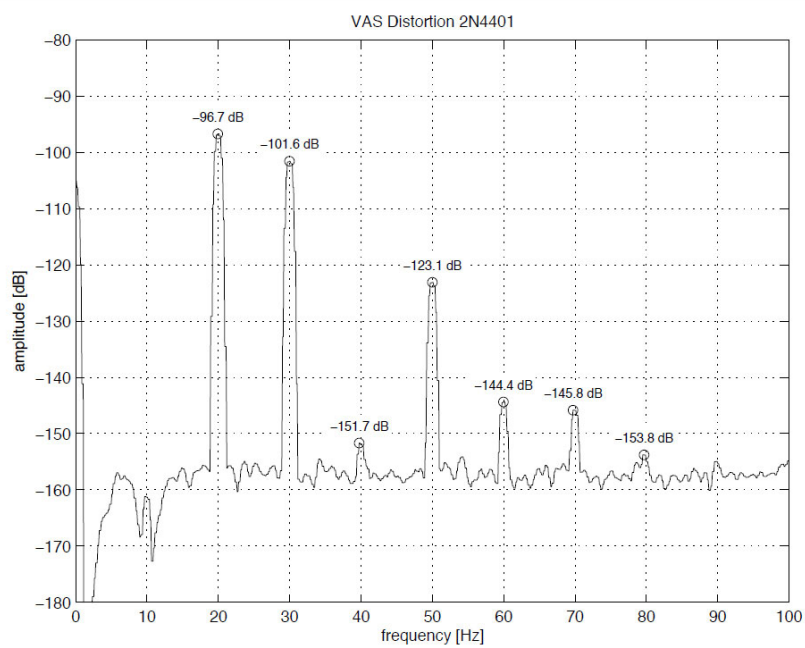


Рис. 10. Спектр искажений для 10 Гц схемы на рис. 6 с транзистором 2N4401 в качестве Q7.

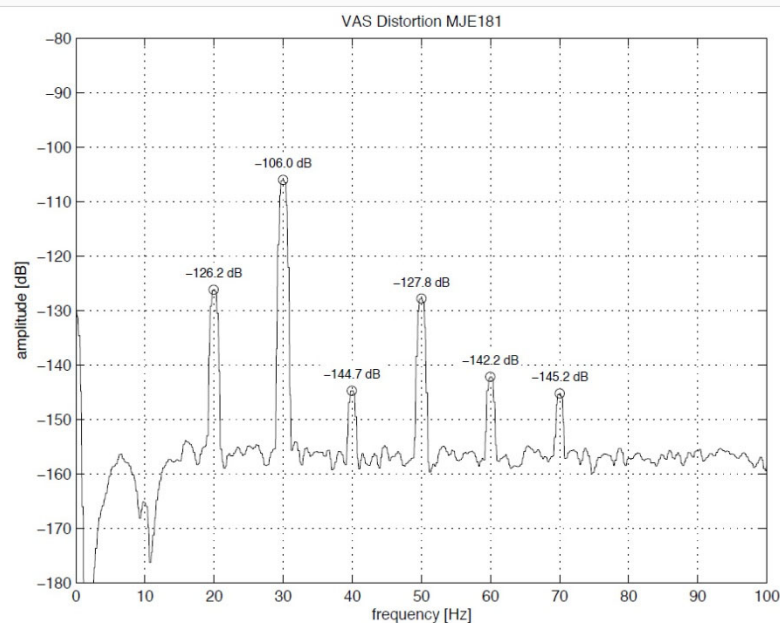


Рис. 11. То же, что на рис. 10, но для транзистора MJE181.

Транзистор MJE181 имеет более высокое напряжение пробоя (60 В против 40В) и больший номинальный ток коллектора (3 А против 0,6А) в сравнении с 2N4401, поэтому ожидается, что указанные искажения будут для него ниже. Это в определенном смысле подтверждено в измерениях (Рис.11 и 12), хотя в этих рассуждениях есть, конечно, неопределенность, так как истинные зависимости типа (2) и (3) все-таки неизвестны.

Далее отмечается, что из выражений (2) и (3) следует, что искажения этого типа должны расти с ростом коллекторного тока. Это действительно подтверждается измерениями (рис. 12)

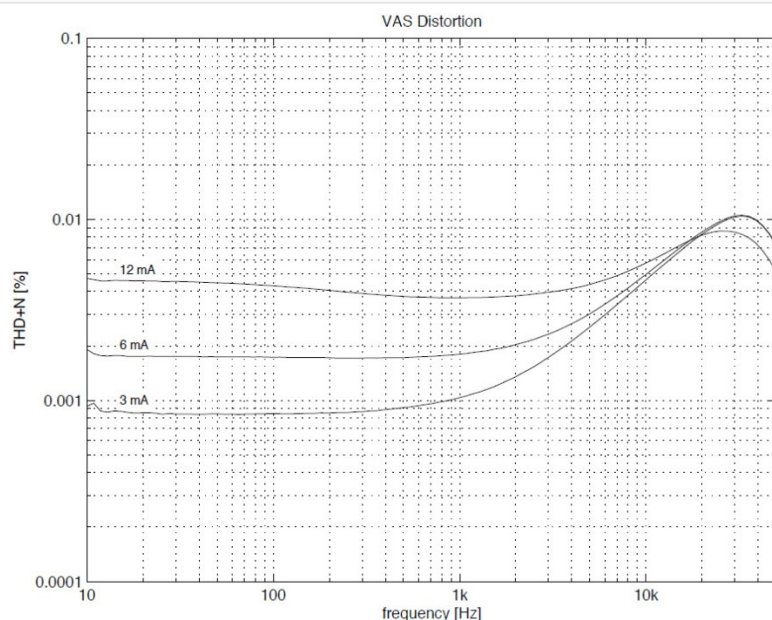


Рис. 12. Искажения для схемы на рис 6 для различных значений тока коллектора транзистора в каскаде усиления напряжения Q7, в качестве которого выбран 2N4401.

Уровень +20dBu, полоса 80 кГц.

Измерения для других транзисторов искажений, связанных с зависимостью емкости коллектор-база от напряжения и эффектом Эрли, показаны на рис. 13-33. (Эти рисунки аналогичны

рис. 9-12, но для других транзисторов, доступны в оригинале, здесь не приводятся.) Видно, что все транзисторы имеют разные зависимости искажений и выбор оптимального транзистора не прост. Для высоких частот все однозначно: нужен транзистор с малой емкостью коллектор-база. На низких частотах паразитные сопротивления в выражениях (2) и (3) должны быть большими и не зависеть от напряжения на коллекторе. Автор нашел, по-видимому, параметр транзистора, приводимый в стандартных паспортных характеристиках, с которым коррелируют искажения этого типа. Таким параметром является максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер V_{CE0} . На рис. 34 показана зависимость искажений на низких частотах от этого параметра (разные точки соответствуют разным транзисторам). Есть корреляция и с параметром h_{FE} (рис. 35). В итоге, автор получил хорошую корреляцию НЧ-искажений с произведением $V_{CE0} \times h_{FE}$ (рис. 36).

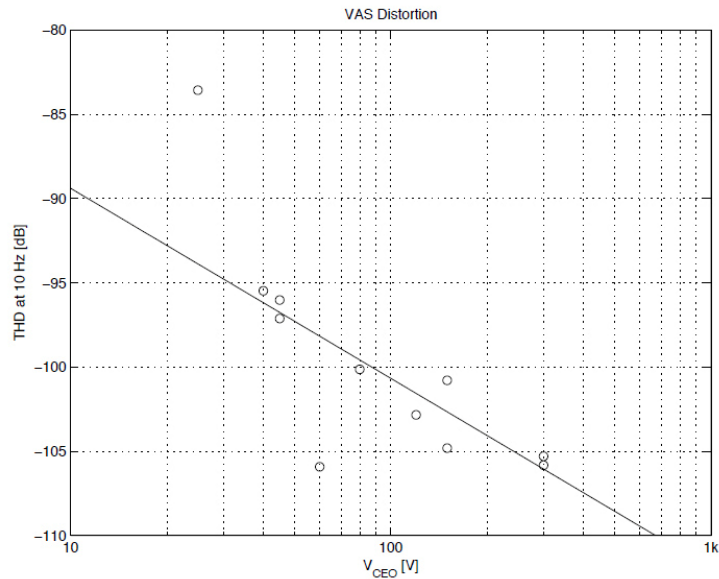


Рис. 34. Корреляция НЧ-искажений с паспортным напряжением V_{CE0} транзистора.

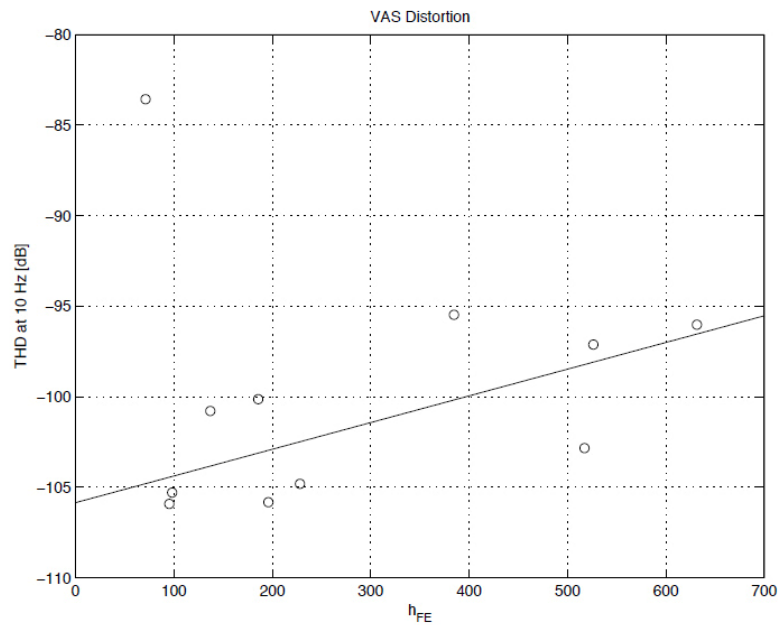


Рис. 35. Корреляция НЧ-искажений с паспортным параметром h_{FE} транзистора.

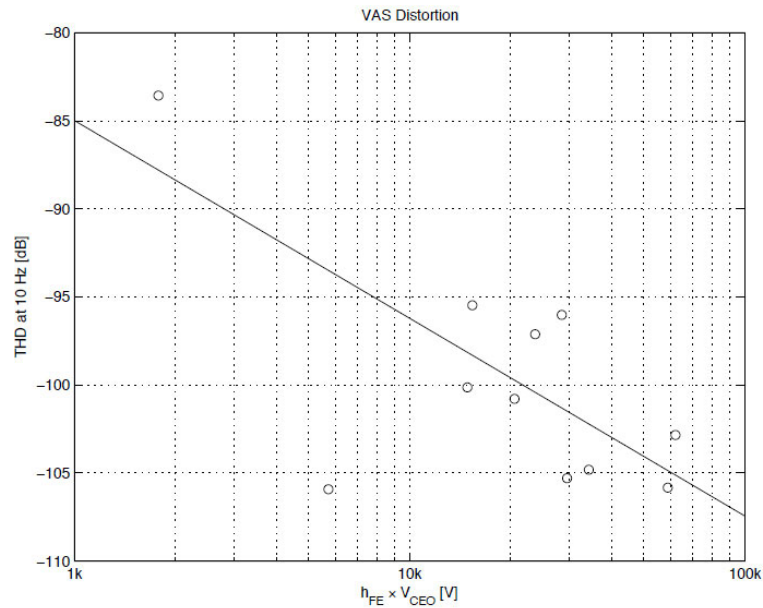


Рис. 36. Корреляция НЧ-искажений схемы рис.6 с параметром транзистора Q7 $V_{CEO} \times h_{FE}$.

Промежуточные выводы (переводчика).

1. Для развития схемотехники усилителей мощности с ООС нужен серьезный анализ схем с токовой обратной связью.
2. Для минимизации искажений в каскаде усиления напряжения транзистор, усиливающий напряжений, должен иметь минимальную емкость перехода база-коллектор (минимизация искажений, растущих с ростом частоты) и максимальное значение $V_{CEO} \times h_{FE}$ (минимизация не зависящих от частоты искажений).
3. Дополнительно минимизировать ВЧ-искажения можно повышением напряжения питания.