

Модификация усилителя Хираги класса АВ на транзисторах типа Lateral

На рисунке 1 представлена схема варианта модификации усилителя Хираги класса АВ

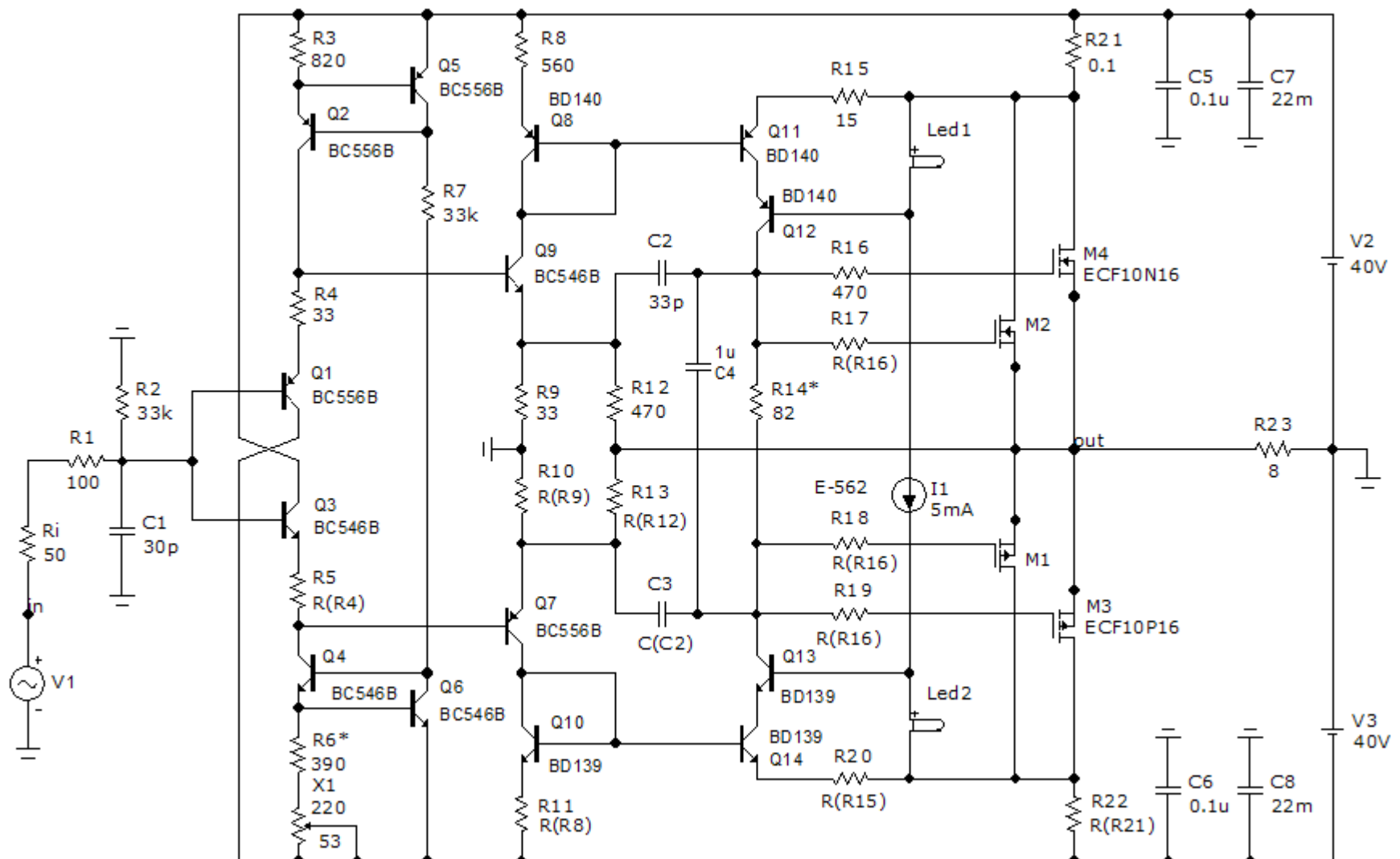


Рис. 1

Ток покоя выходных транзисторов по 200 \pm 20 мА на транзистор выставляют подбором резистора R14. Ноль на выходе выставляют подстроечником X1, при необходимости подбирают R6. I1 – токостабилизирующий диод на 5 мА типа E-562 или аналогичный, при отсутствии токостабилизирующего диода можно использовать ГСТ на JFET-транзисторе с последовательно включенным резистором 8,2...10 кОм. Светодиоды зеленого цвета, также можно использовать желтого, белого или синего цвета, важно чтобы падение напряжения на светодиоде было не менее 2 В.

Диаграмма Бode показана на рис. 2

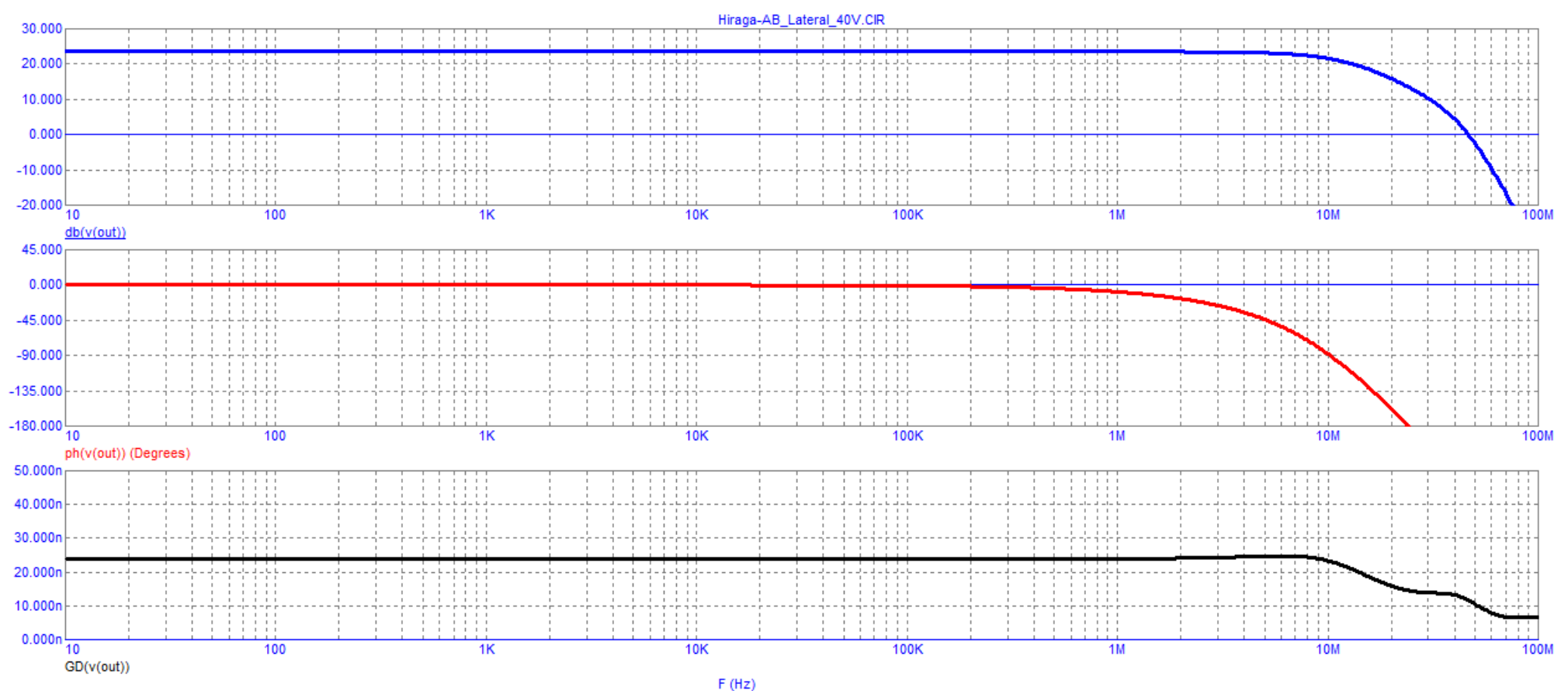


Рис. 2

Из диаграммы Бode видно что ГВЗ равно 22 нс и постоянно от единиц Гц до 10 МГц. Проверим запасы устойчивости усилителя. Для этого снимем график петлевого усиления, рис. 3

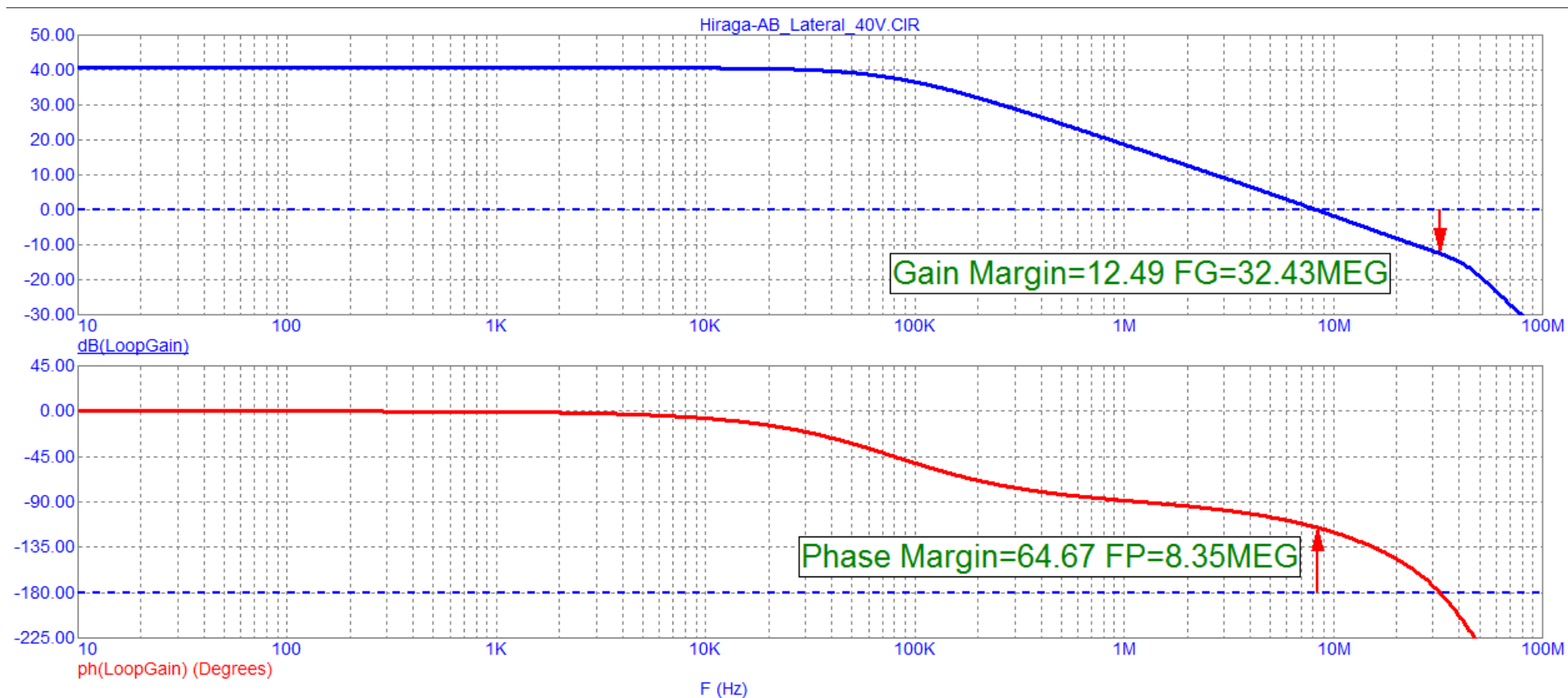


Рис. 3

Петлевое усиление равно 40 дБ и постоянно во всей звуковой полосе. Частота первого полюса равна 80 кГц. Измерим традиционную зависимость коэффициента гармонических искажений от частоты при выходном напряжении 30 В(пик), рис. 4

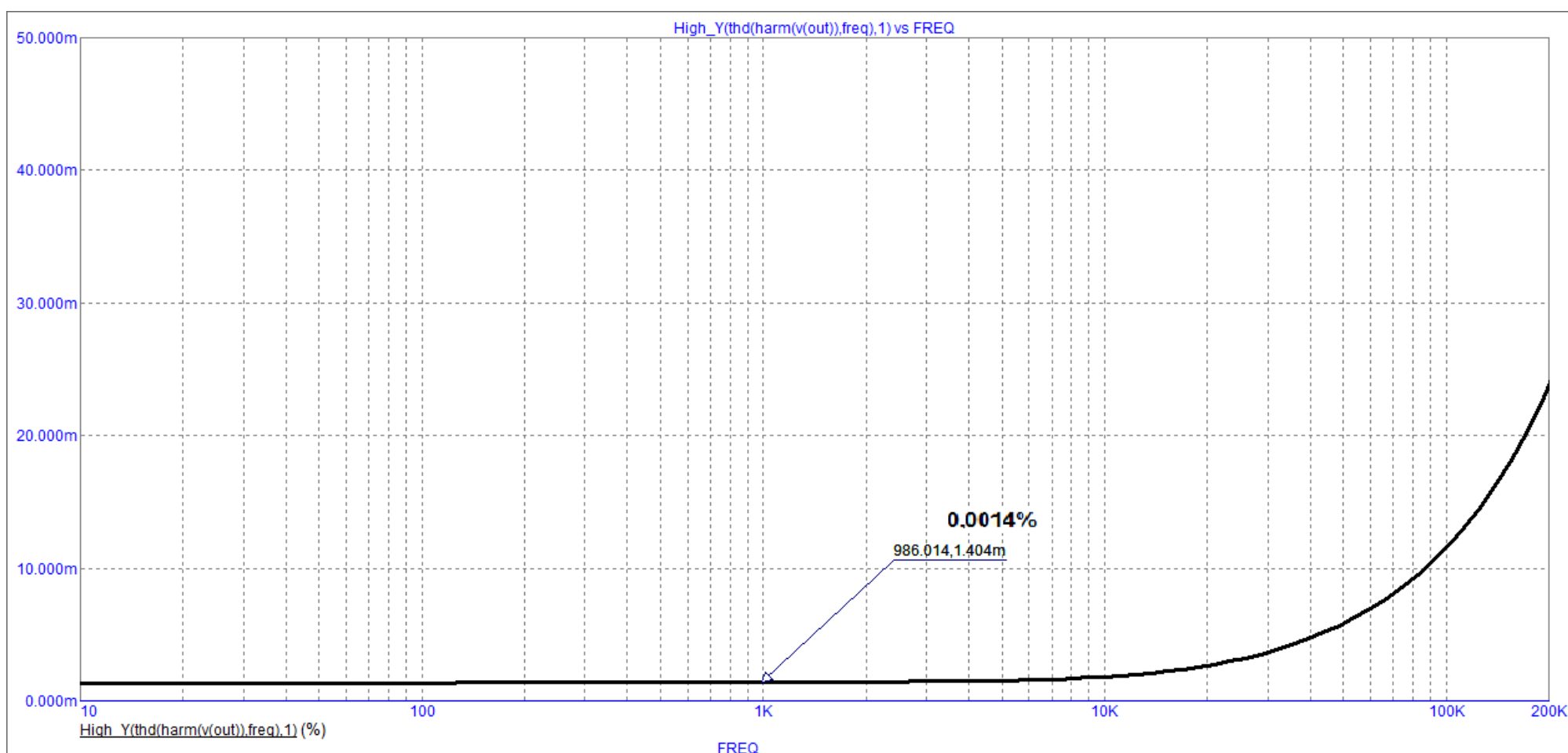


Рис. 4

Из рисунка 4 видно что Кг равен 0,0014% практически до 10 кГц и возрастает до 0,002% на частоте 20 кГц. Выше 20 кГц имеет место плавный рост искажений и к частоте 200 кГц достигает 0,024%.

Принято считать что важно иметь низкий уровень искажений не только на максимальной мощности, но и при мощности около 1 Вт, рис. 5

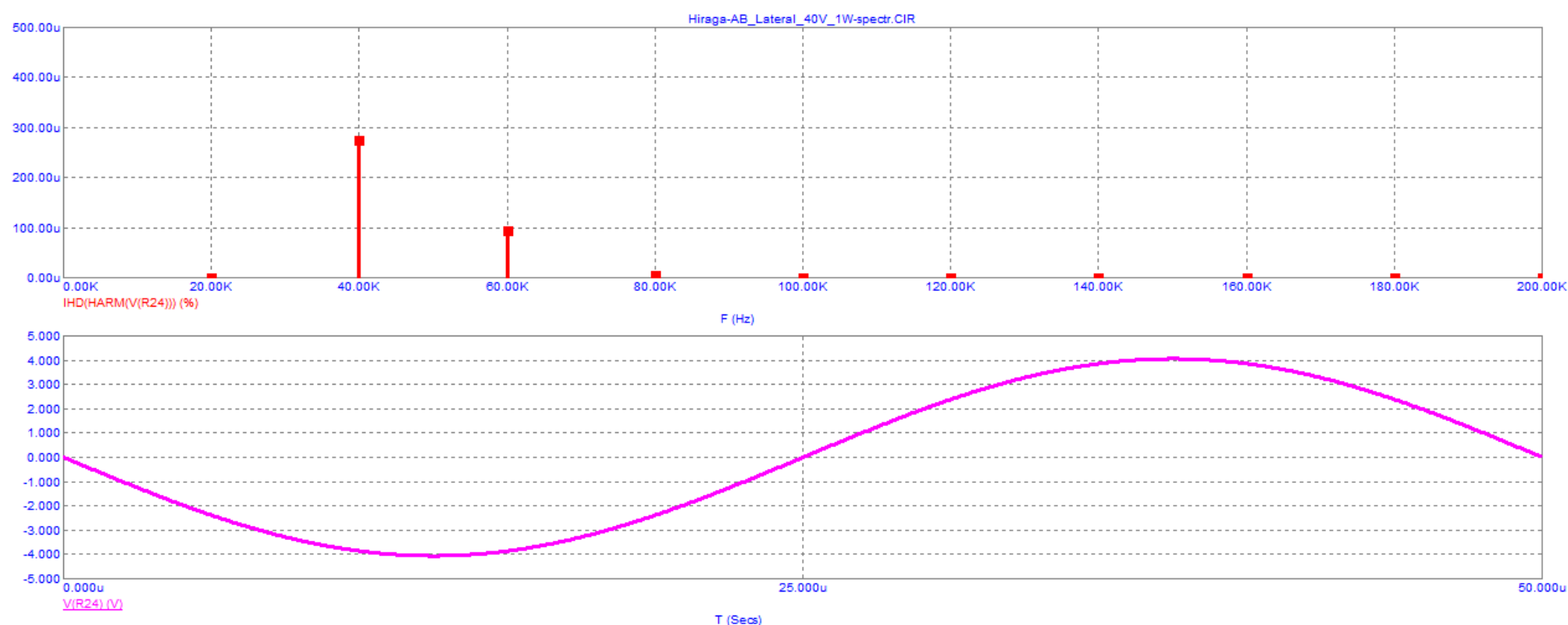


Рис. 5

При выходной мощности около 1 Вт уровень искажений на частоте 20 кГц не превышает 0,0003%.

Измерим интермодуляционные искажения, рис. 6

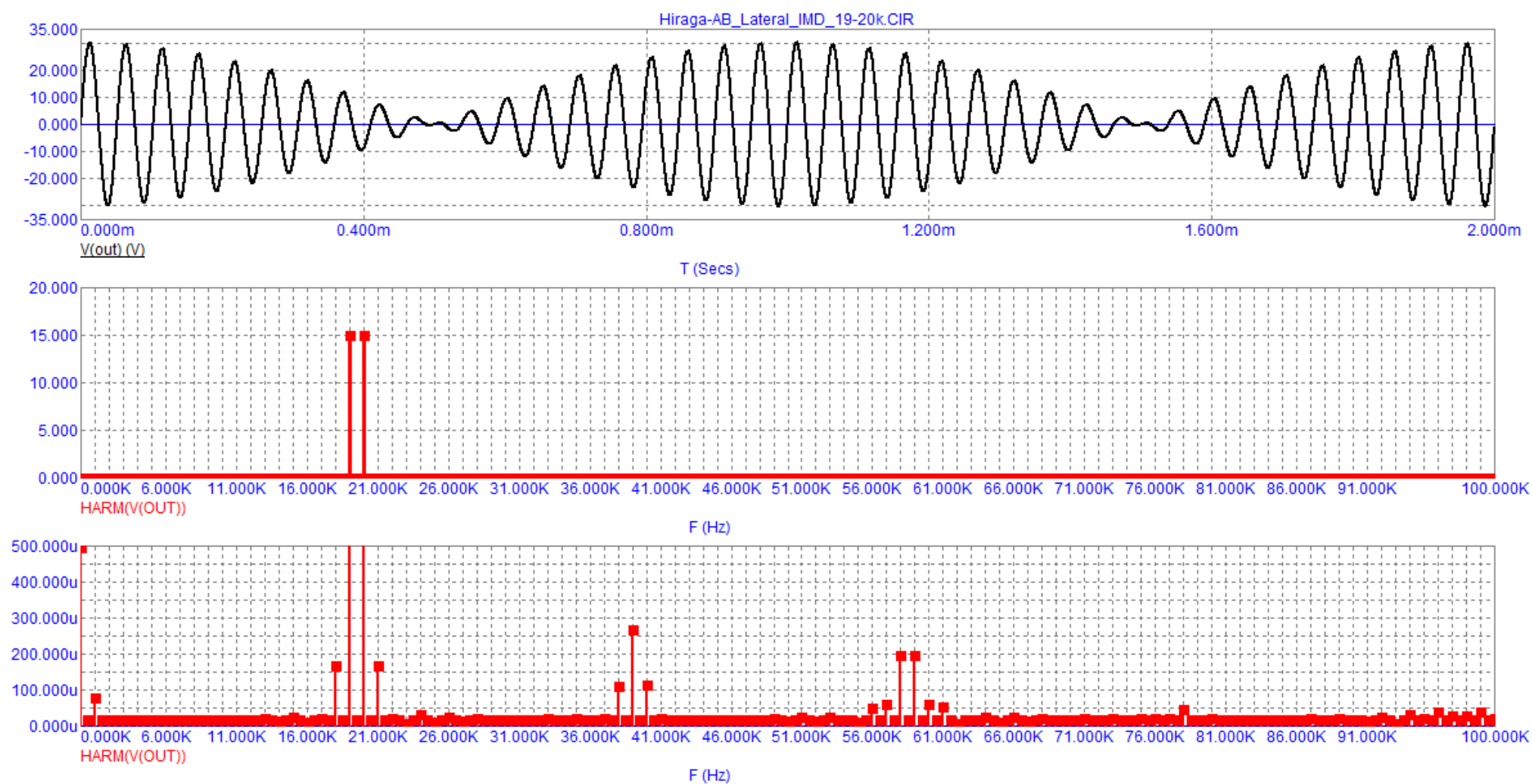


Рис. 6

ИМИ первого порядка менее 100 мкВ, шумовая подставка ничтожно мала (около 30 мкВ) благодаря малой задержке прохождения сигнала.

Измерим скорость нарастания выходного напряжения, рис. 7

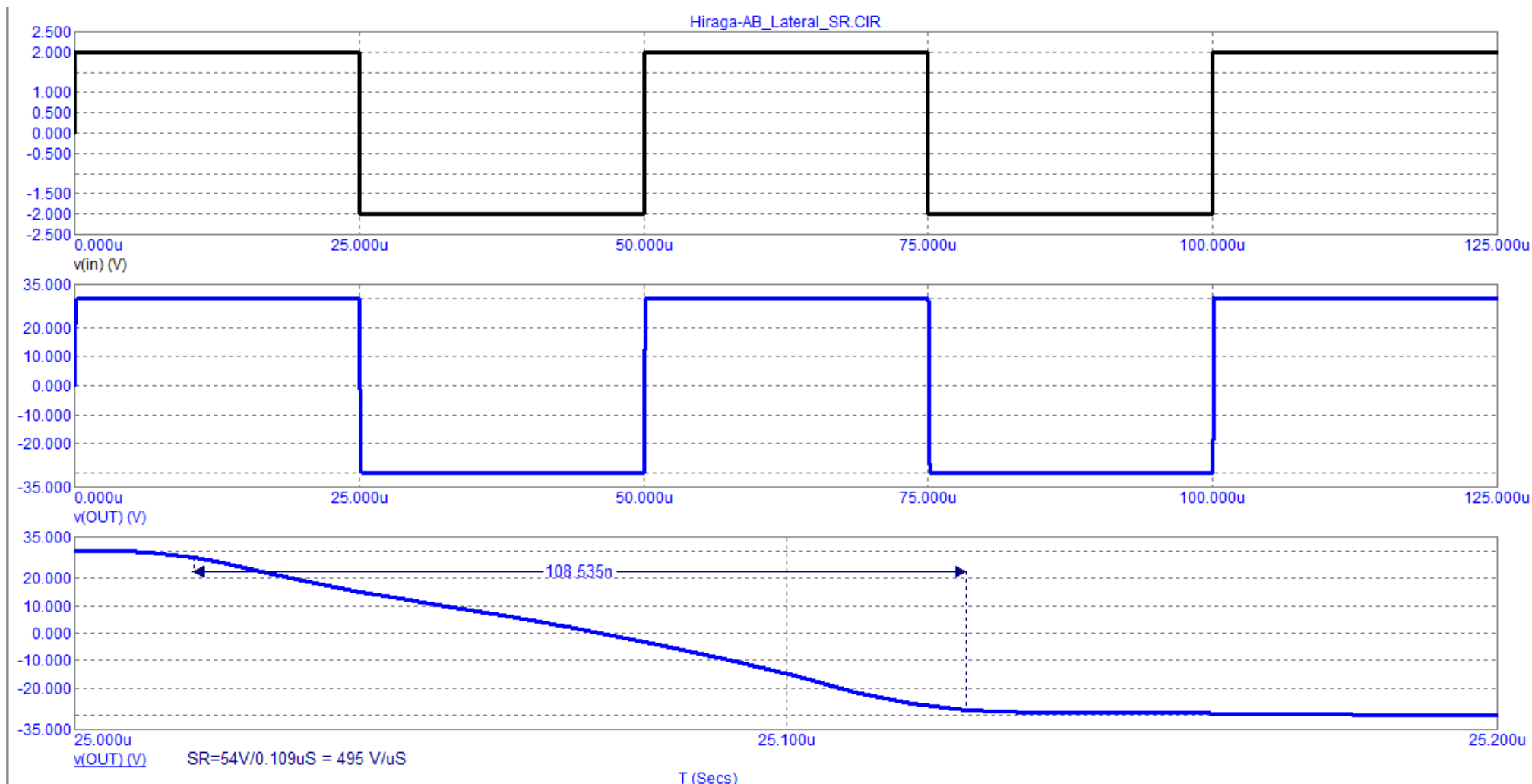


Рис. 7

Перед подачей на вход усилителя идеальный меандр пропущен через ФНЧ первого порядка с частотой среза 5 МГц. Скорость нарастания выходного напряжения с учетом этого фильтра равна 495 В/мкс. Переведем это значение в приведенную скорость нарастания (ПСН). Для этого разделим SR на амплитуду напряжения: $495/54 = 9,2$ 1/мкс.

Проверим амплитудную характеристику модели на частоте 1 МГц до режима клипирования, рис. 8

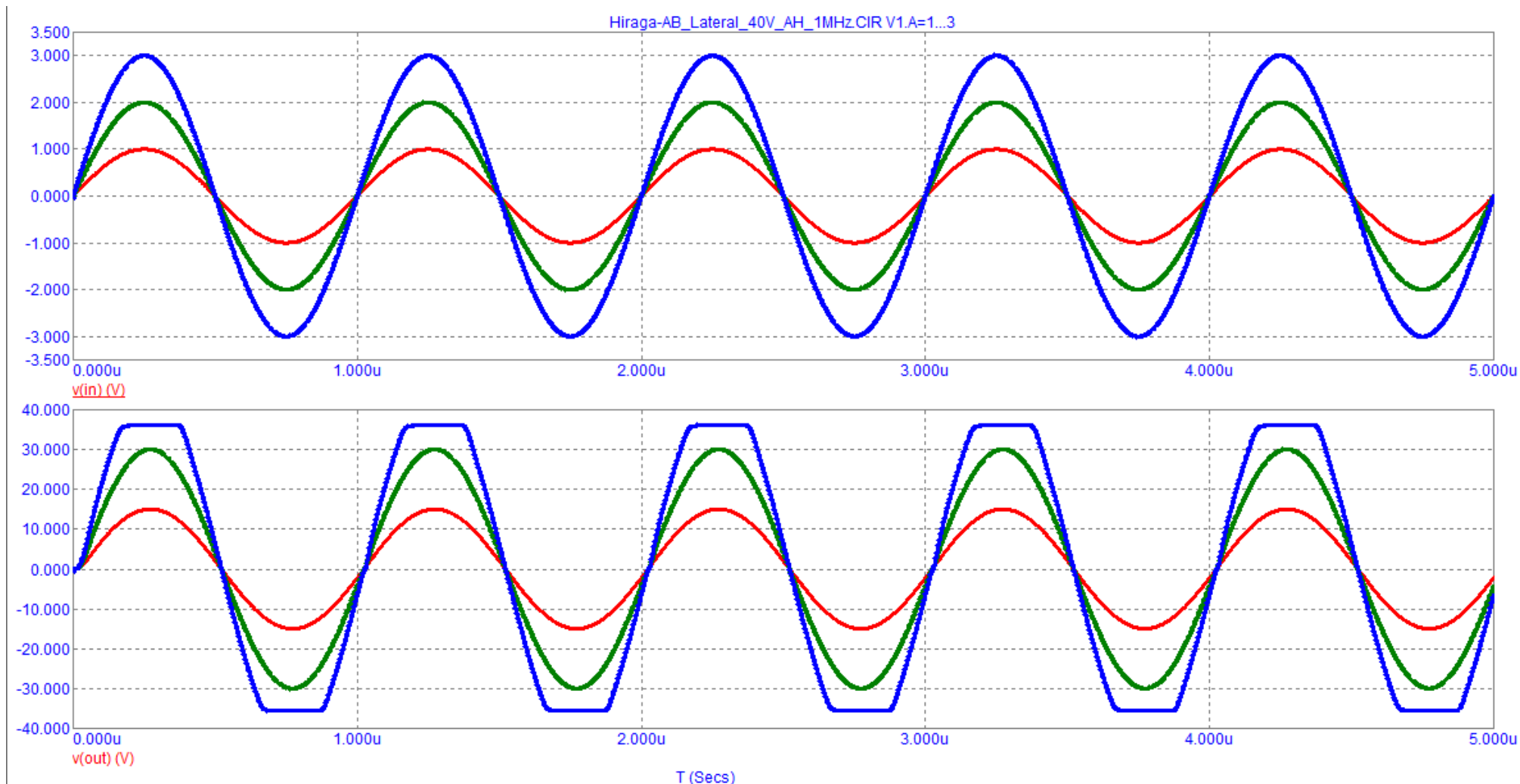


Рис. 8

Даже на частоте 1 МГц клипирование достаточно «мягкое»

Известно что усилителям класса АВ присущи коммутационные искажения. Для борьбы с этим видом искажений предпринималось не мало попыток свести их к минимуму. Однако ни одно изобретение не решило эту проблему до конца. Проверим вносимые искажения с помощью специального фильтра [1], рис. 9

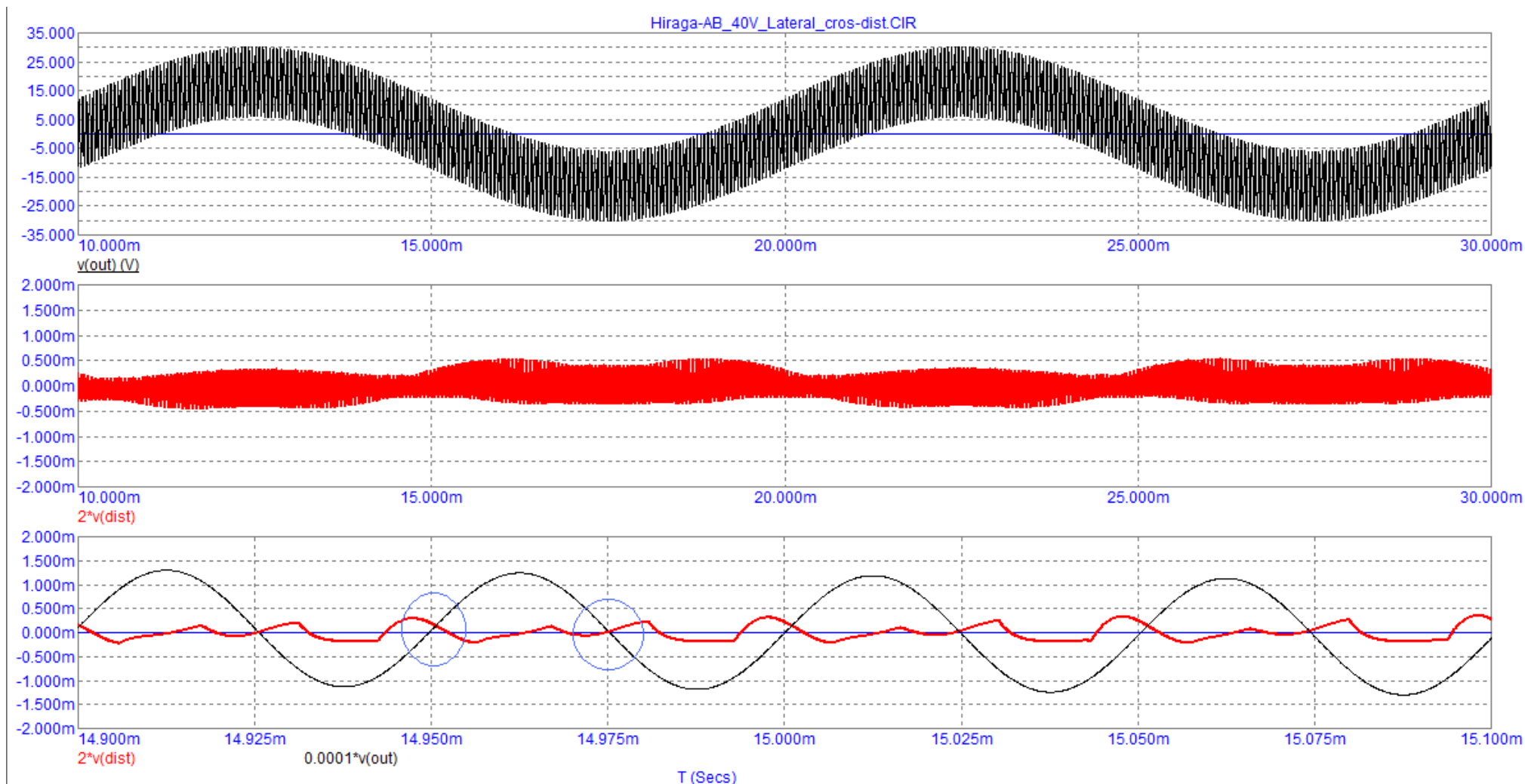


Рис. 9

Фильтр [1] позволяет измерить коммутационные искажения на одной высшей частоте звукового диапазона, т. е. на частоте 20 кГц. В данном случае измерения проведены двухчастотным методом при котором использована дополнительная частота 100 Гц. При явно выраженных коммутационных искажениях на 2-м графике как правило наблюдается характерный рост искажений напротив переходов выходного сигнала (верхний график) через ноль. На третьем графике мы видим продукты искажений (красная) которые имеют малый уровень и носят мягкий характер. Черным цветом показан выходной сигнал ослабленный в 10 тыс. раз для синхронизации продуктов искажений, т. е. для большей наглядности.

Измерим выходное сопротивление усилителя одним из традиционных способов путем подачи напряжения через нагрузку на выход усилителя, рис. 10

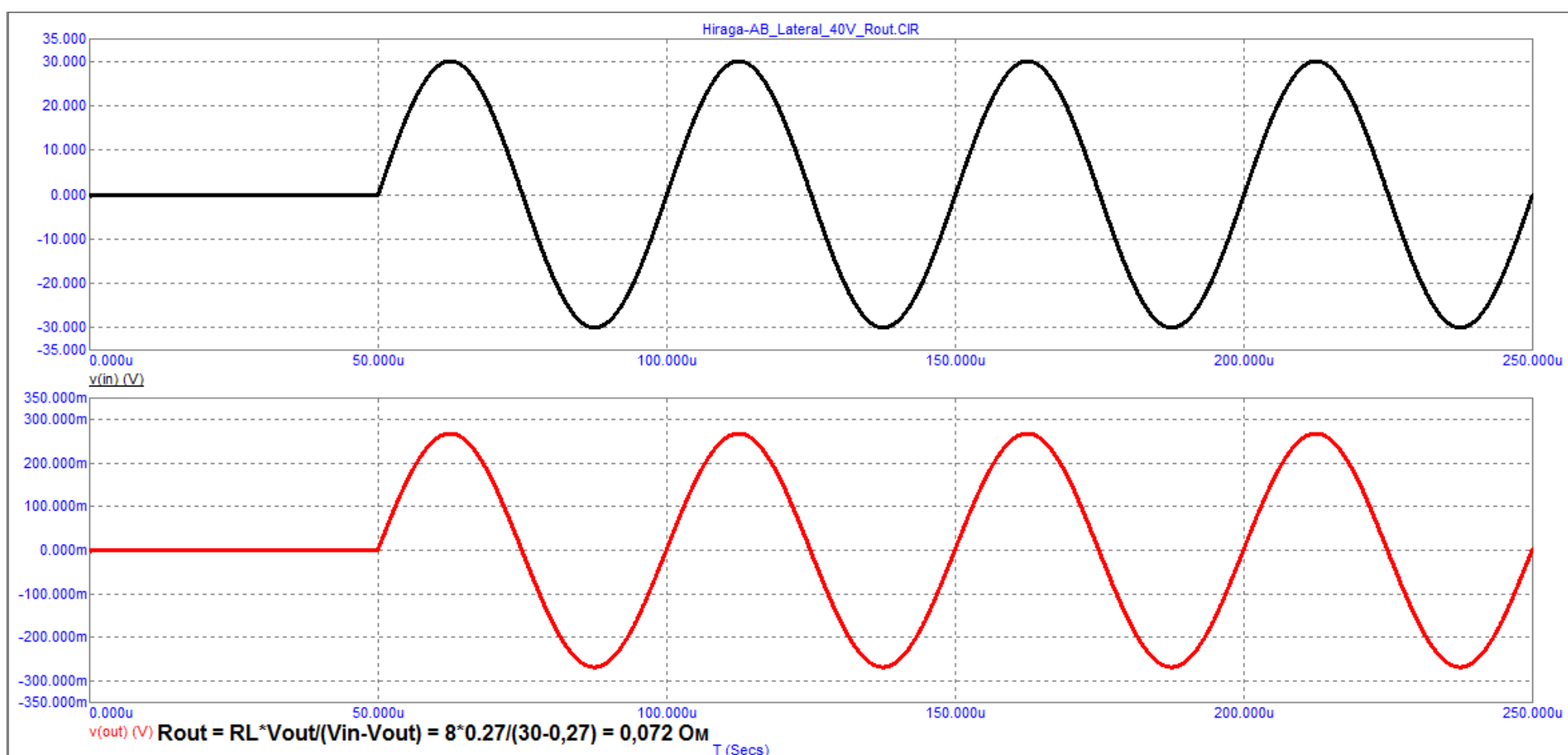


Рис. 10

Результат измерения выходного сопротивления показал что оно равно 72 мОм или 0,072 Ома. Есть еще один оригинальный способ измерения который описан в книгах Боба Корделла и Дугласа Селфа с помощью линейно нарастающего напряжения также поданного через нагрузку на выход усилителя, рис. 11

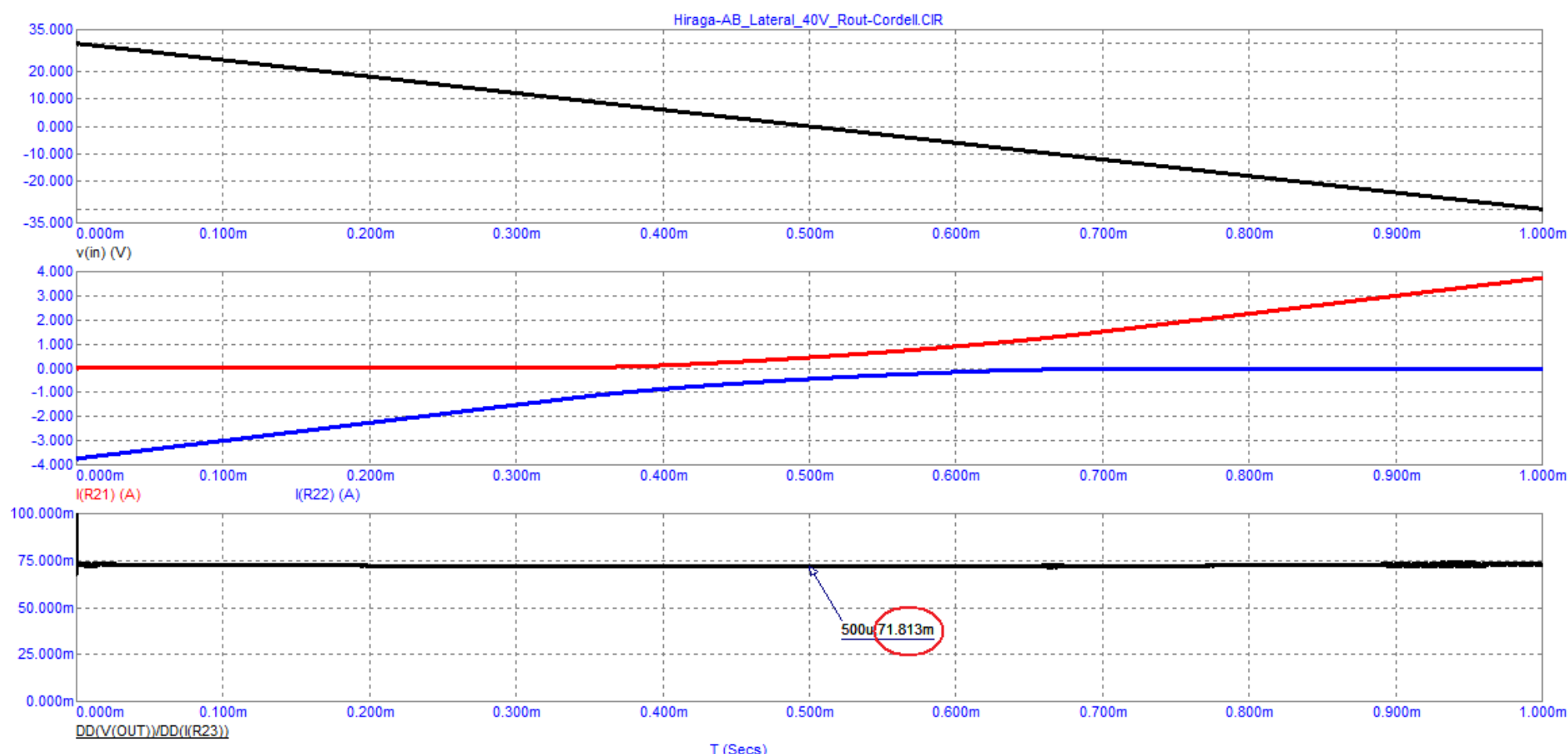


Рис. 11

Из первого графика видно что через нагрузку приложено линейно спадающее напряжение от 30 до минус 30 В. На втором графике показаны токи плеч ВК. А на третьем графике выведен график выходного сопротивления значение которого совпадает с предыдущим измерением. Достоинство этого метода еще и в том что мы можем видеть линейность выходного сопротивления от приложенной к выходу нагрузки. В данном случае оно достаточно линейное, при этом демпингфактор более 100.

До недавнего времени при измерении параметров УМЗЧ ограничивались измерениями выходной мощности на различных нагрузках (8, 4 иногда 2 Ома), полосы пропускания, коэффициента нелинейных искажений при номинальной мощности на частоте 1 кГц (редко на частоте 20 кГц в полосе до 80 кГц), интермодуляционных искажений (не всегда), демпингфактора и скорости нарастания выходного напряжения. Однако как показала практика весь этот перечень мало говорит о корреляции с качеством звука, кроме пожалуй SR которую стали приводить в спецификациях недавно.

Еще в 1982 году И.Достал в книге [2] обратил внимание на другие виды искажений (он или переводчик назвал их погрешностями), рис. 12 и привел расчеты на них.



Иллюстрация соотношения между векторной, амплитудной и фазовой ошибками при представлении сигнала в виде функции времени.

Рис. 12

На рисунке 12 мы видим уже привычные искажения АЧХ (амплитудная погрешность) и задержку по фазе (фазовая погрешность) обычно снимаемые с помощью диаграммы Бode. До недавнего времени никто не придавал значение групповому времени задержки (ГВЗ) которое связано с АЧХ и ФЧХ и от которого в значительной степени зависит векторная погрешность (выделена синим цветом). Автор привел две схемы измерения векторной погрешности — для инвертирующего и неинвертирующего усилителей. На первый взгляд может создаться впечатление что время задержки прохождения сигнала ни на что не влияет (так и утверждают некоторые ярые критики, например [3]) и сильно заблуждаются. Только недавно в спецификациях на очень дорогие и заявляемые как референсные усилители начали приводить такой параметр как ГВЗ (Time Propagation Delay). Например в спецификации усилителя Goldmund Telos 5000 [4] (стоимостью 375 тыс евро за пару) указано что его ГВЗ постоянно от постоянного тока до 200 кГц и не превышает 100 нс. В своей работе [2] автор показал физический смысл скоростной погрешности связанной с ГВЗ, рис. 13

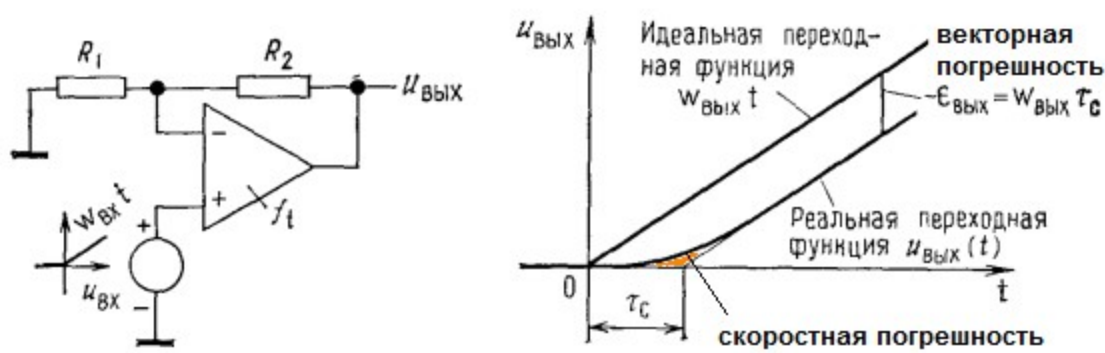


Рис. 9 16. Скоростная погрешность неинвертирующего усилителя при возбуждении его линейно-нарастающим напряжением.

Рис. 13

Можно считать что начальный участок синусоиды близок к линейно нарастающему напряжению. Посмотрим как работает рассмотренный усилитель на частоте 20 кГц. Из графика рис. 2 мы знаем что ГВЗ усилителя равно 22 нс. Добавим на выходе генератора идеальную задержку величиной 22 нс и приведем входной сигнал и задержанный к уровню выходного умножением на K_u , рис. 14

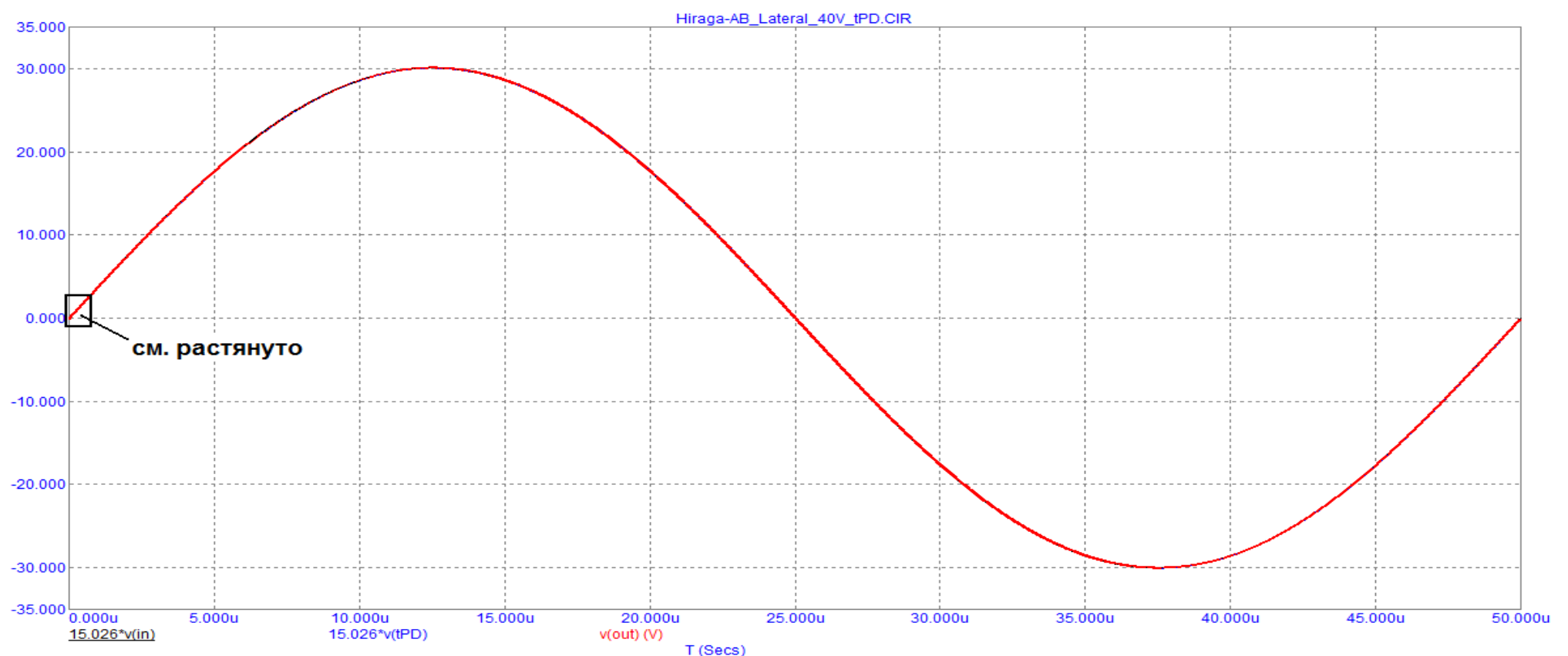


Рис. 14

На рисунке 14 показано 3 сигнала которые благодаря малому ГВЗ сливаются в одну линию. Чтобы рассмотреть их более детально (как показано на рис. 13) растянем начальный участок, рис. 15



Рис. 15

Все погрешности в соответствии с классификацией И.Достала подписаны на рисунке. Мы видим также что время выхода на установившийся режим занимает всего 30 нс. Площадь «треугольничка» выделенная желтым цветом не что иное как скоростная погрешность. В данном случае эта погрешность ничтожно мала: не более 10 мВ по амплитуде при амплитуде выходного напряжения частотой 20 кГц равной 30 В(пик). Я неоднократно подчеркивал что именно этот вид искажений отвечает за микродинамику, за точность усиления слабых быстро меняющихся как по частоте так и по амплитуде сигналов.

ГВЗ за линейным участком должно иметь плавный спад. Выброс ГВЗ за горизонтальным участком свидетельствует о нестабильности усилителя, о явлениях резонансного характера. Добротность резонансов зависит от величины выброса и его ширины (продолжительности по частоте). Подобные явления вызывают увеличение времени выхода на установившийся режим и могут носить колебательный характер дающий дополнительное окрашивание звукам. Подобные эффекты никак не выявляются традиционными измерениями параметров на стационарных синусоидальных сигналах. На стадии проектирования искажения связанные со скоростными погрешностями можно увидеть методом Баксандалла [5] используя в качестве тестового треугольный сигнал частотой 10 кГц. Треугольный сигнал частотой 10 кГц содержит спадающий ряд нечетных гармоник. Вершины треугольника — не что иное как начало линейно нарастающего/спадающего сигнала по [2] рис. 13.

Для получения скоростных погрешностей (искажений) в чистом виде (то что выделено цветным треугольничком) необходимо исключить векторную погрешность. Для этого достаточно вычесть из выходного сигнала задержанный на время ГВЗ входной сигнал приведенный к уровню выходного умножением на K_u . Учитывая что линейность ГВЗ реальных усилителей редко превышает 200 кГц спектр тестового треугольного сигнала иногда следует ограничить с помощью традиционного ФНЧ с частотой среза 160...200 кГц. В усилителях типа УПТ ГВЗ постоянно от инфранизких частот.

Модели усилителей с разделительными конденсаторами на входе и в цепи ООС желательно временно перевести в УПТ и произвести тщательную балансировку. Но даже если мы этого не сделаем на тесте треугольным сигналом практически это никак не скажется. Проблемы могут возникнуть при использовании в качестве тестового многотонального сигнала, например [6].

Проверим работу модели тестовым сигналом типа «треугольник» частотой 10 кГц, рис. 16

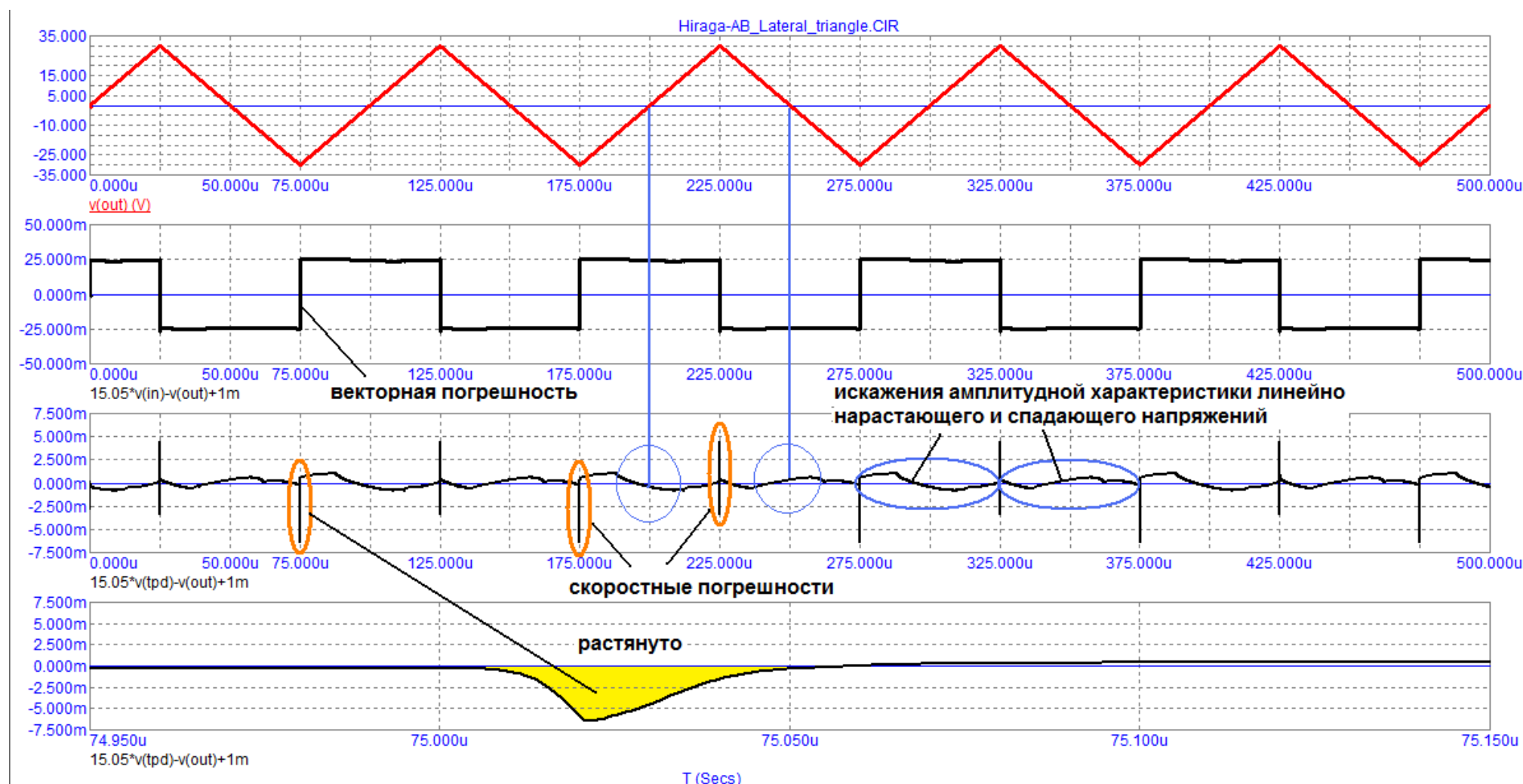


Рис. 16

На верхнем графике показан выходной сигнал, на втором графике векторная погрешность — результат вычитания выходного напряжения из входного приведенного по уровню к выходному. На третьем графике показаны искажения полученные в результате вычитания выходного напряжения из задержанного на время t_{PD} входного приведенного по уровню к выходному. Для большей наглядности скоростных погрешностей тестовый сигнал не обрабатывался фильтром НЧ. Мы видим что скоростная погрешность имеет амплитуду до 7 мВ и общая продолжительность около 30 нс, это то, что усилитель потерял на вершинах сигнала. Надеюсь понятно что скоростные искажения зависят от приведенной скорости нарастания (ПСН) выходного сигнала и возникают в моменты изменения направления нарастания/спада напряжения. Отсюда наиболее подвержены этим искажениям именно малые сигналы имеющие высокие значения ПСН. Хочу обратить внимание на продукты искажений напротив переходов через ноль, они похожи на искажения на рис. 9 и не имеют признаков характерных для коммутационных искажений.

Если произвести вычитание наоборот, т. е. из выходного сигнала вычесть задержанный входной, то получим продукты искажений в инверсном виде, рис.17

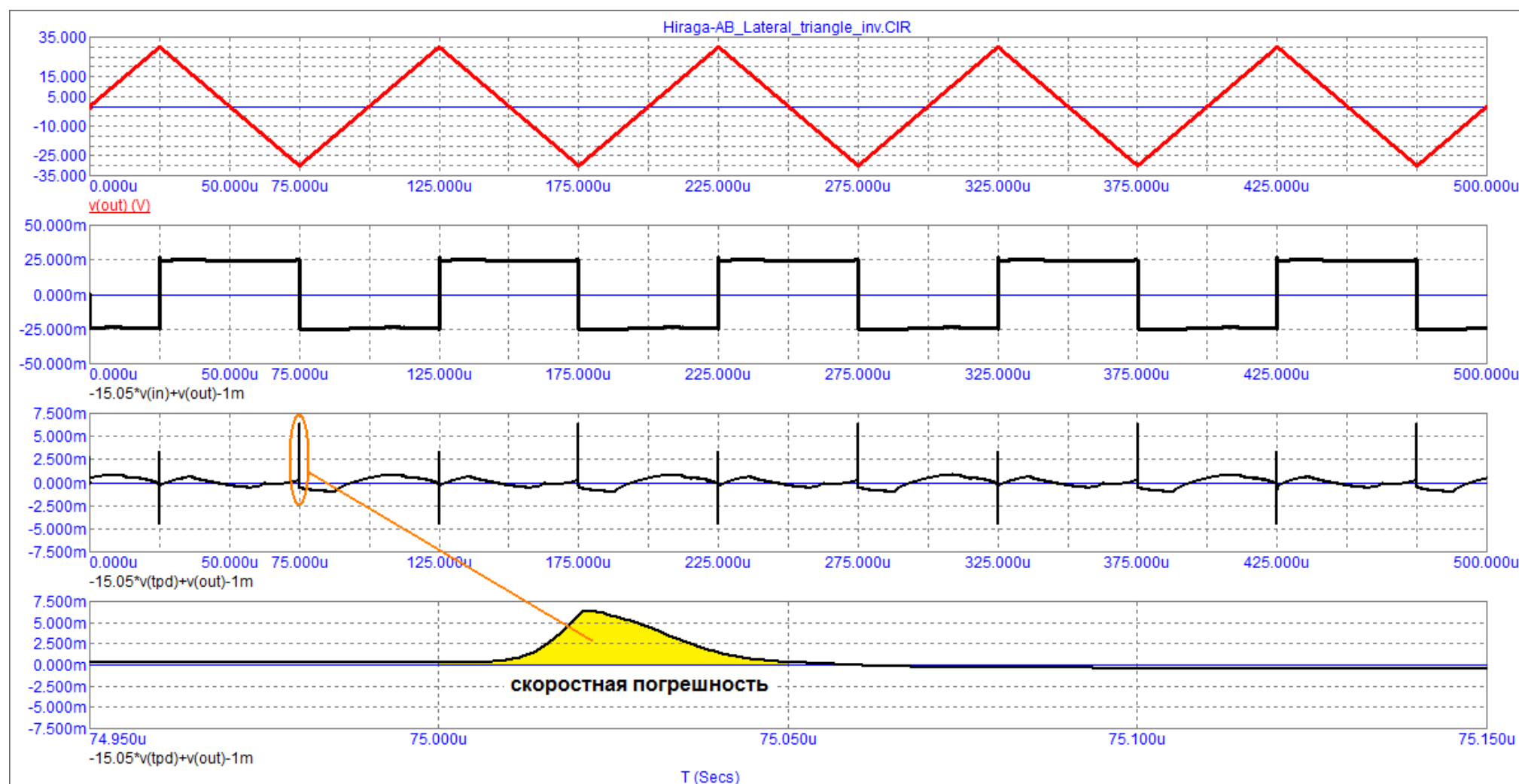


Рис. 17 (желтым цветом выделены потери на вершине треугольного сигнала)

Пару слов о конструкции

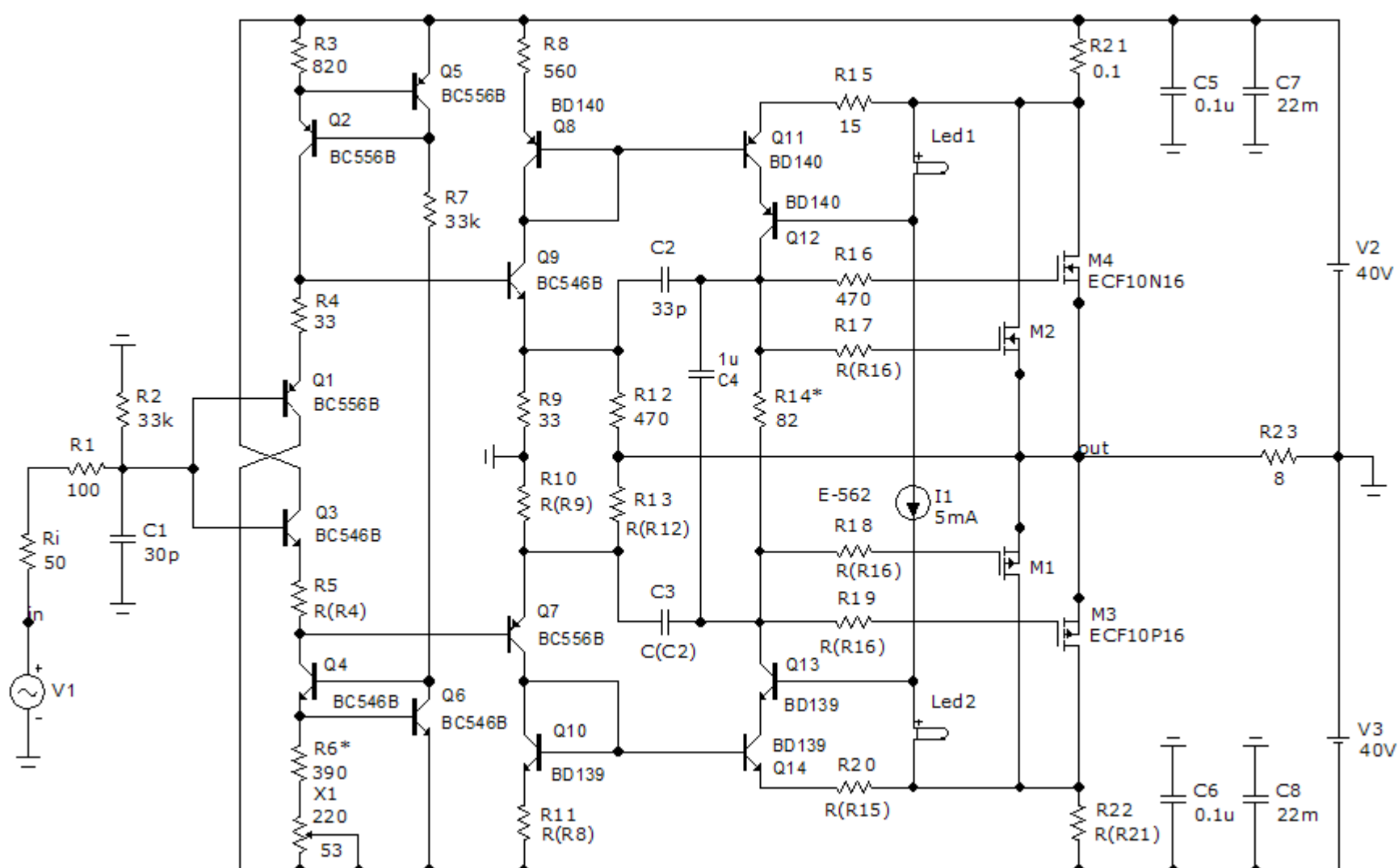


Рис. 1

Эмиттерные цепи входных повторителей питаются от ГСТ. Ток ГСТ контролируют БЭ-переходы транзисторов Q5, Q6. Для стабилизации режимов работы входных каскадов транзисторы Q1 и Q9, а также Q3 и Q7 должны попарно иметь тепловой контакт и быть в одинаковых тепловых условиях (как вариант расположены на одной высоте по горизонтали или снабжены общим теплоотводом через пасту). Транзисторы ГСТ Q5, Q6 также должны быть в одинаковых тепловых условиях! (как вариант на все шесть транзисторов с выставленными по высоте корпусами приклеена на термопасту металлическая пластина)

Транзисторы Q8, Q11 и Q10, Q14 представляют собой масштабные отражатели тока и их транзисторы должны попарно иметь тепловой контакт между собой и находиться в одинаковых тепловых условиях. Эти транзисторы работают при малых напряжениях ЭК, поэтому выделяемые на них мощности невелики. Максимальный ток который от них требуется — это около 100 мА в пике на

фронтах меандра. Для этих позиций не обязательно использовать транзисторы в корпусе ТО-126, вполне можно использовать низковольтные транзисторы в корпусе ТО-92 допускающие импульсные токи более 100 мА. Транзисторы Q11, Q12 и Q13, Q14 образуют каскоды со следящим питанием. Транзисторы Q12, Q13 необходимо разместить на общем теплоотводе, в качестве этих транзисторов можно использовать 2SC5171/2SA1930, 2SC6072/2SA2190, KSC2690/KSA1220, 2SC3421/2SA1358, 2SD600/2SB631, MJE340/MJE350 и другие.

В качестве выходных транзисторов можно использовать латералы типов BUZ900/BUZ905, ECF-20N16/ECF-20P16, 2SK1056...58/2SJ160...62 и другие.

Ток покоя выходных транзисторов по 200 +-20 мА на транзистор выставляют подбором резистора R14. Ноль на выходе выставляют подстроечником X1, при необходимости подбирают R6. I1 – токостабилизирующий диод на 5 мА типа E-562 или аналогичный, при отсутствии токостабилизирующего диода можно использовать ГСТ на JFET-транзисторе с последовательно включенным резистором 8,2...10 кОм. Светодиоды зеленого цвета, также можно использовать желтого, белого или синего цвета, важно чтобы падение напряжения на светодиоде было не менее 2 В.

Возможный вариант с несложной доработкой показан на рис. 18

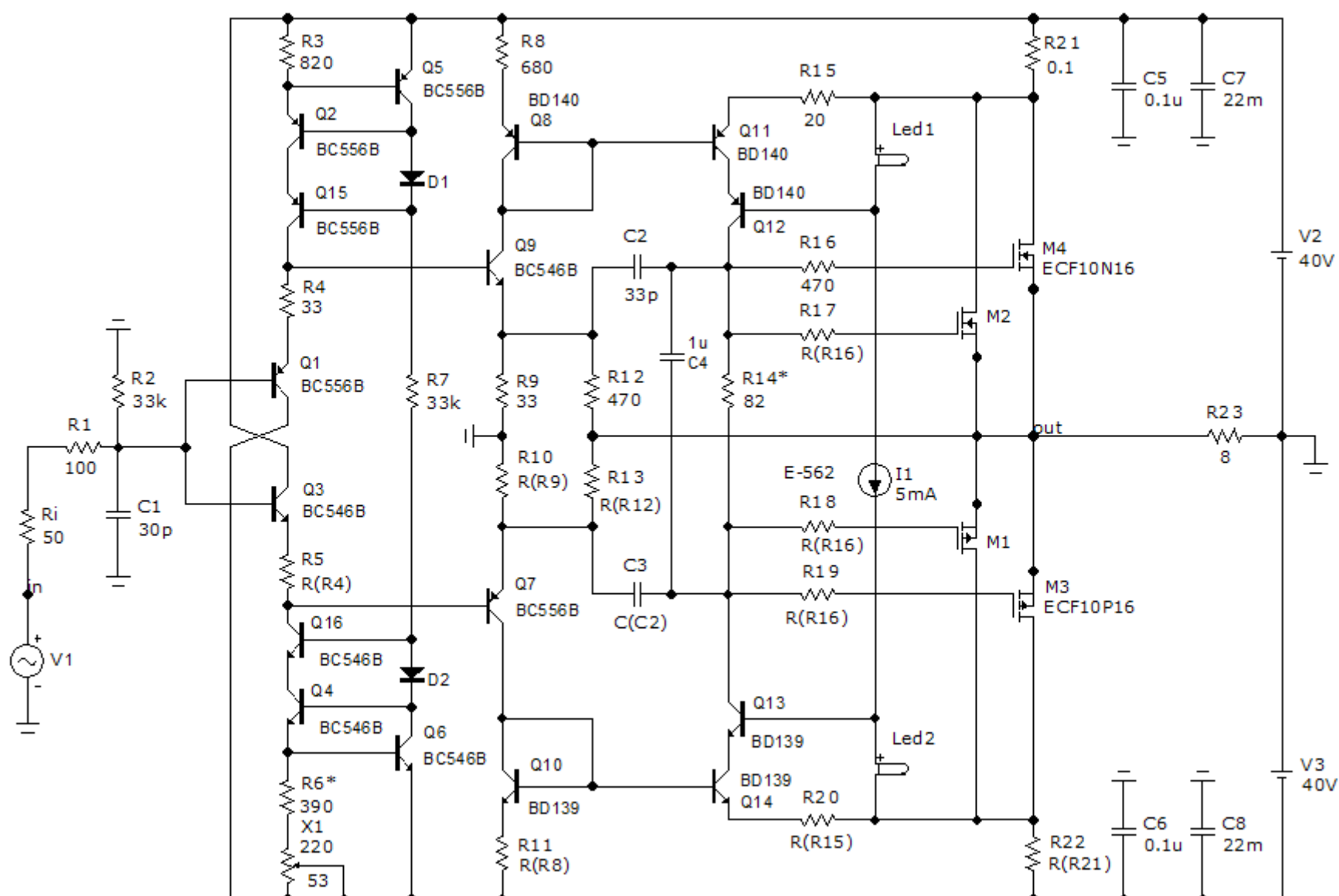


Рис. 18

Добавление 4-х элементов превращает ГСТ питающие входные повторители в каскодные.

Литература:

1. А.Петров, Виртуальный прибор для измерения коммутационных искажений, Радиоаматор 2018_1-2
2. И.Достал, Операционные усилители, 1982
3. И.Рогов, Полус истины, Радио 2019-04
4. FM Acoustics, RESOLUTION SERIES, <http://www.highfidelity.pl/@main-639&lang=en>
5. P.J.Baxandall, "Audible amplifier distortion is not a mystery." Wireless World, November 1977, pp 63 - 66.
6. К.Мусатов, Метод измерения реального разрешения усилителя, <http://forum.vegalab.ru/showthread.php?t=34487>

Александр Петров