

Модификация усилителя Хираги класса АВ на транзисторах типа Lateral *Modification of the Hiraga's class AB amplifier on lateral transistors*

На рисунке 1 представлена схема варианта модификации усилителя Хираги класса АВ
Figure 1 shows a diagram of a modification option for a Hiraga's class AB amplifier

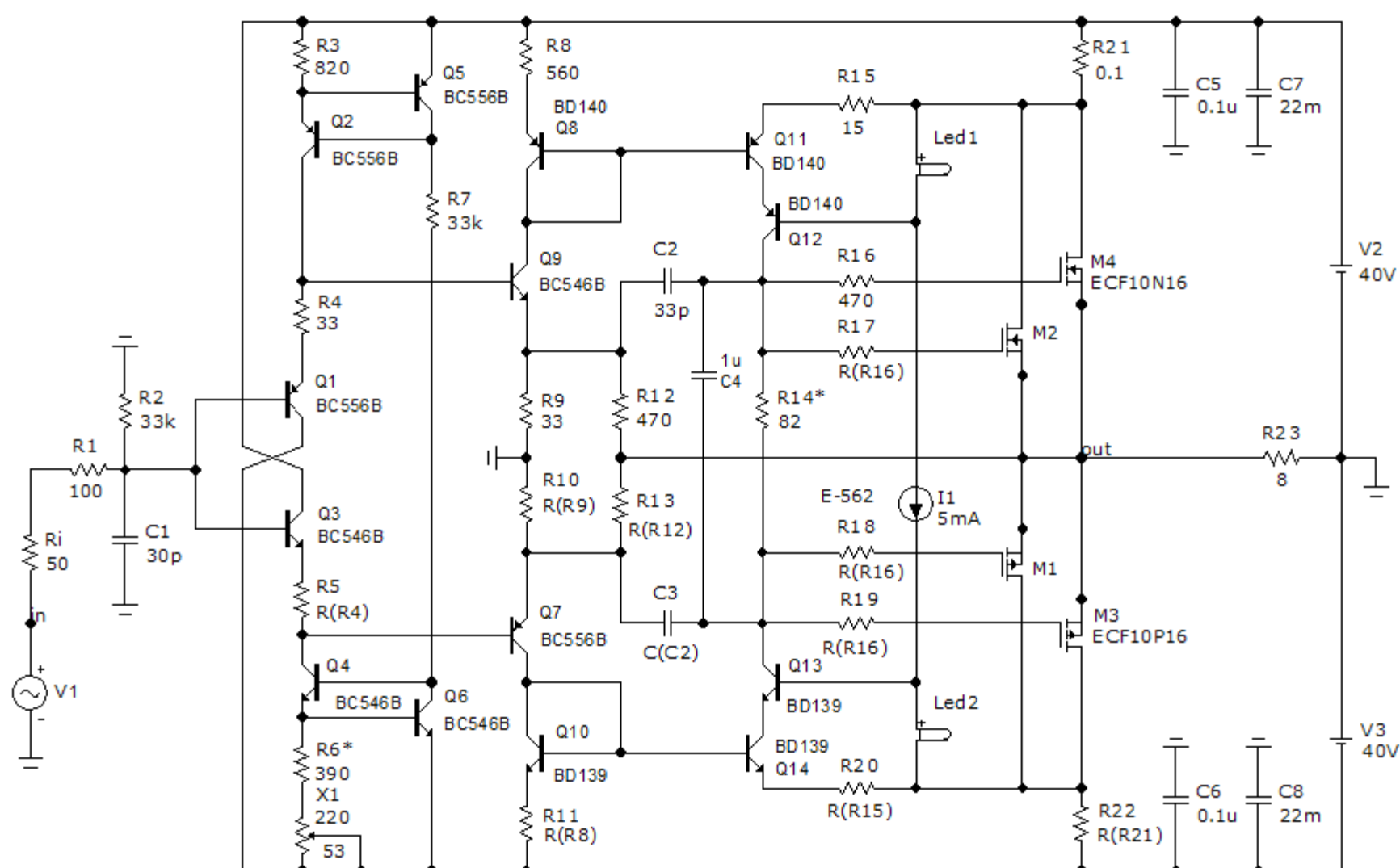


Рис. 1 (Figure: 1)

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.

The quiescent current of the output transistors of 200 \pm 20 mA per transistor is set by selecting the resistor R14. Zero at the output is set with the trimmer X1, if necessary, select R6. I1 is a 5 mA current regulative diode (CRD) of the E-562 type or similar, in the absence of a CRD, you can use a referenced current source (RCS) on a JFET transistor with a 8.2 ... 10 k Ω resistor connected in series. The LEDs are green, you can also use yellow, white or blue, it is important that the voltage drop across the LED is at least 2 V.

Диаграмма Бode показана на рис. 2
The Bode diagram is shown in Fig. 2

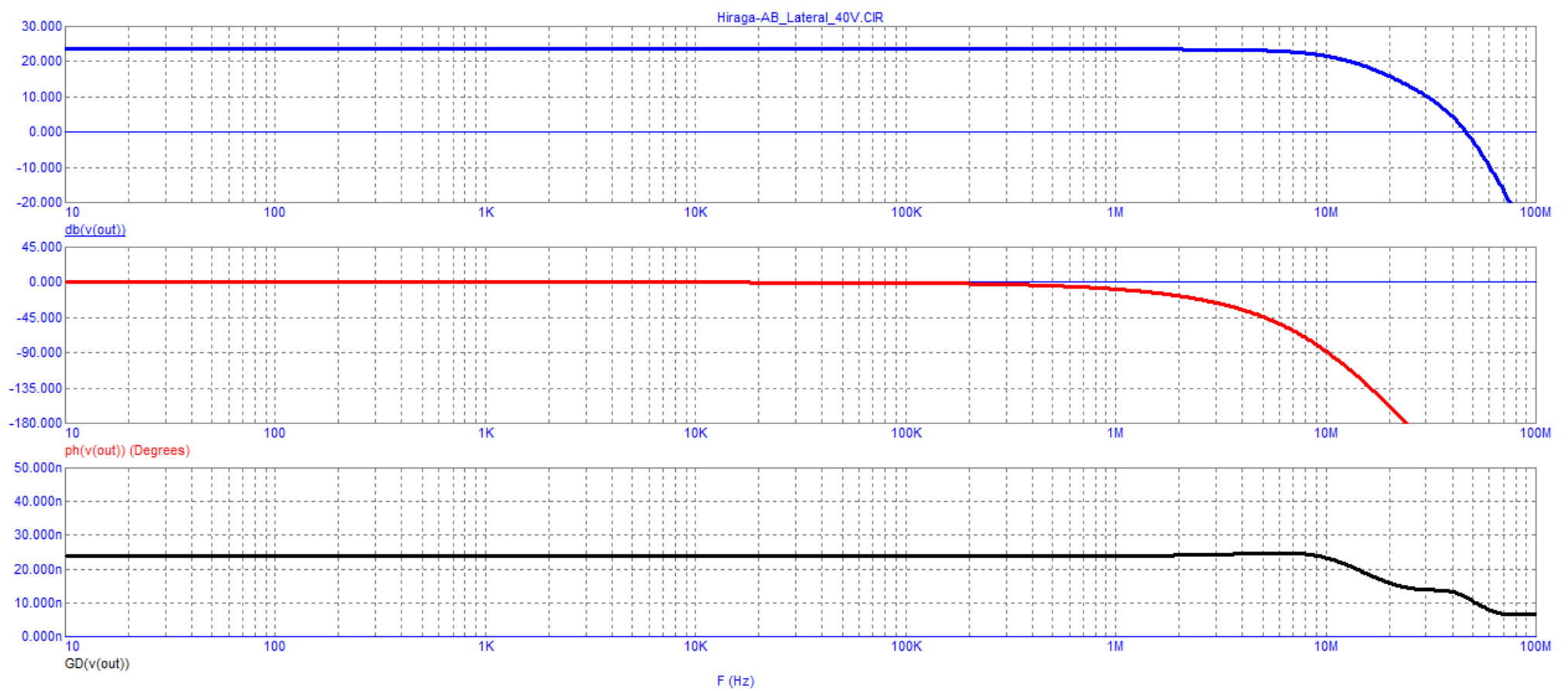


Рис. 2 (Figure: 2)

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

From the Bode diagram, it can be seen that the Group Delay is 22 ns and is constant from units of Hz to 10 MHz. Let's check the stability margins of the amplifier. To do this, remove the loop gain graph, Fig. 3

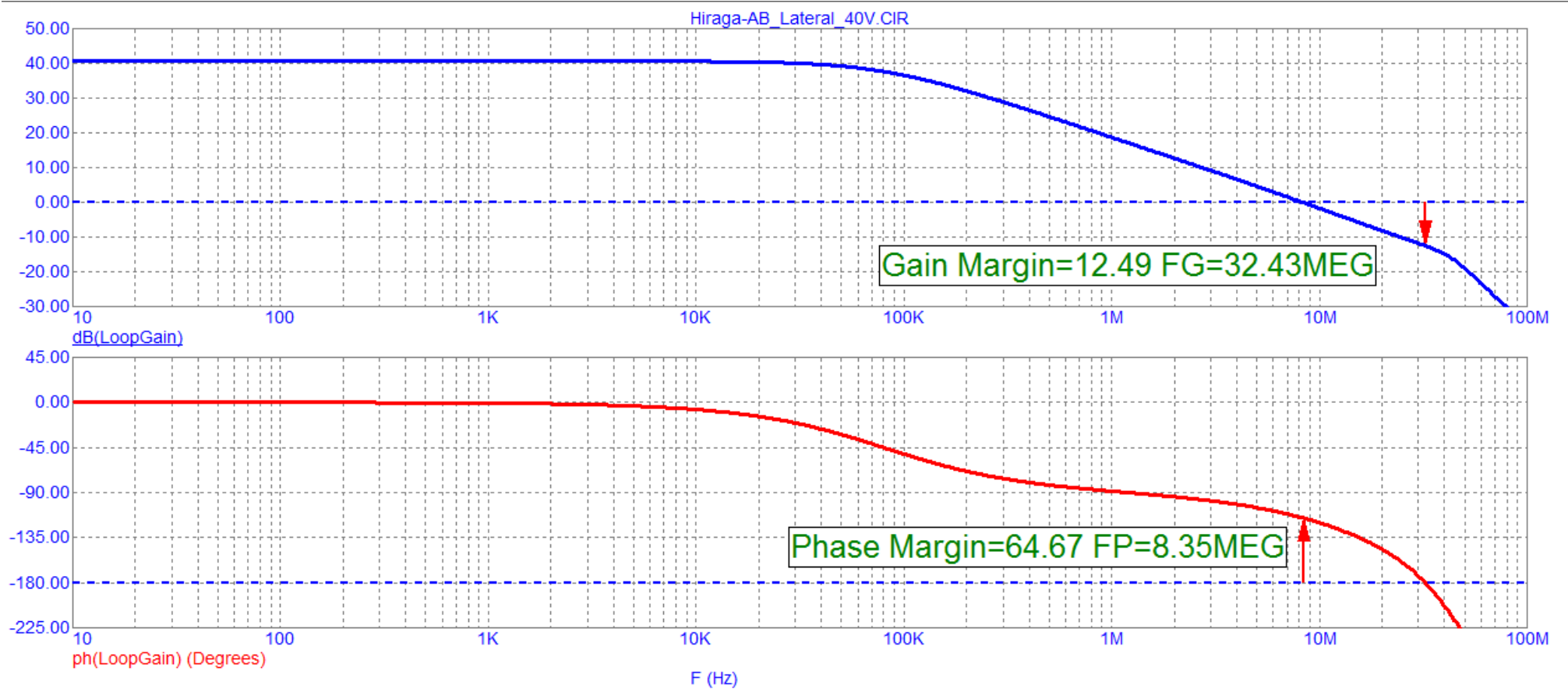


Рис. 3 (Figure: 3)

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

The loop gain is 40 dB and is constant throughout the sound bandwidth. The frequency of the first pole is 80 kHz. Let's measure the traditional dependence of the harmonic distortion factor on frequency at an output voltage of 30 V (peak), Fig. 4

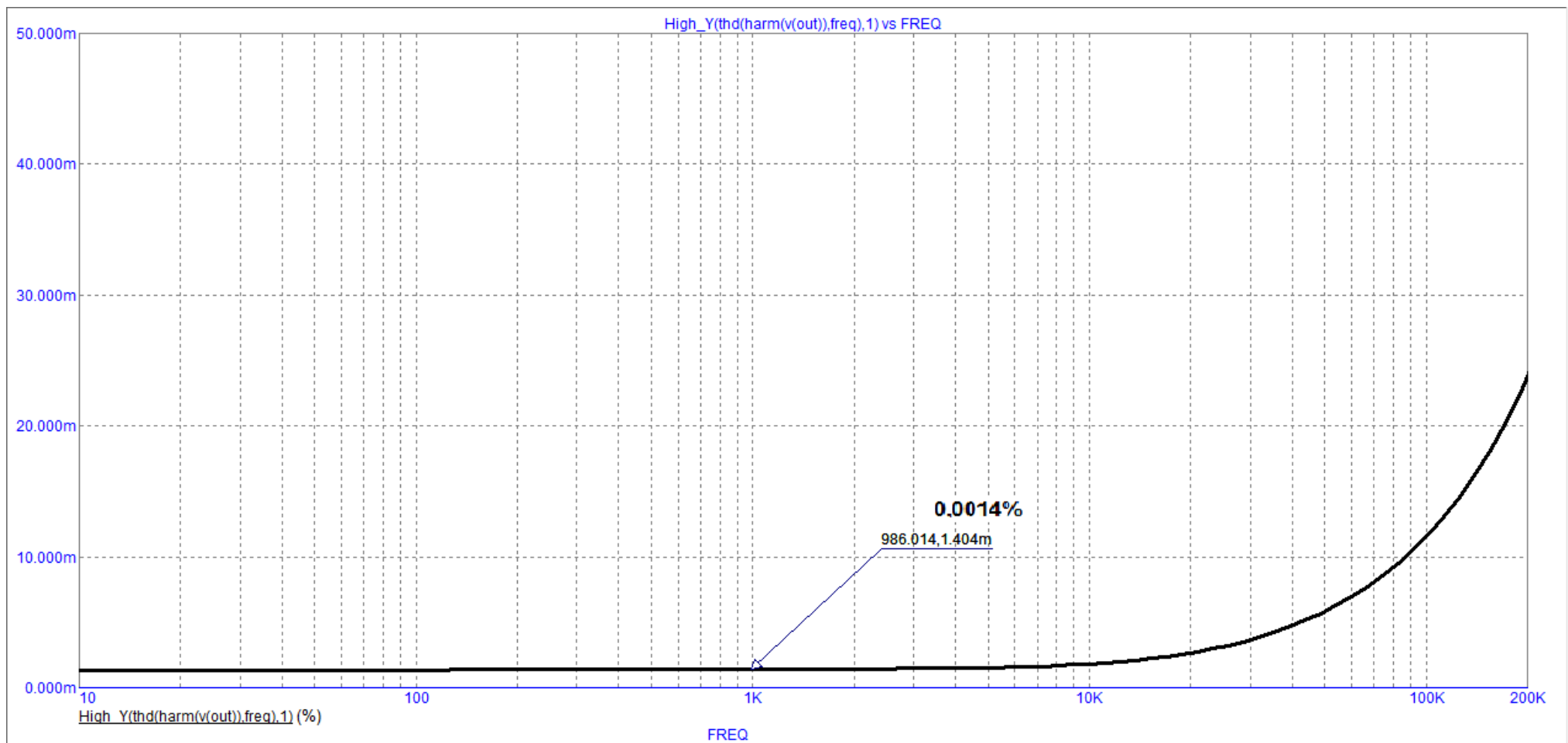


Рис. 4 (Figure: 4)

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

Figure 4 shows that THD is equal to 0.0014% practically up to 10 kHz and increases to 0.002% at a frequency of 20 kHz. Above 20 kHz, there is a gradual increase in distortion and by the frequency of 200 kHz it reaches 0.024%.

It is generally accepted that it is important to have a low level of distortion not only at maximum power, but also at a power of about 1 W, Fig. 5

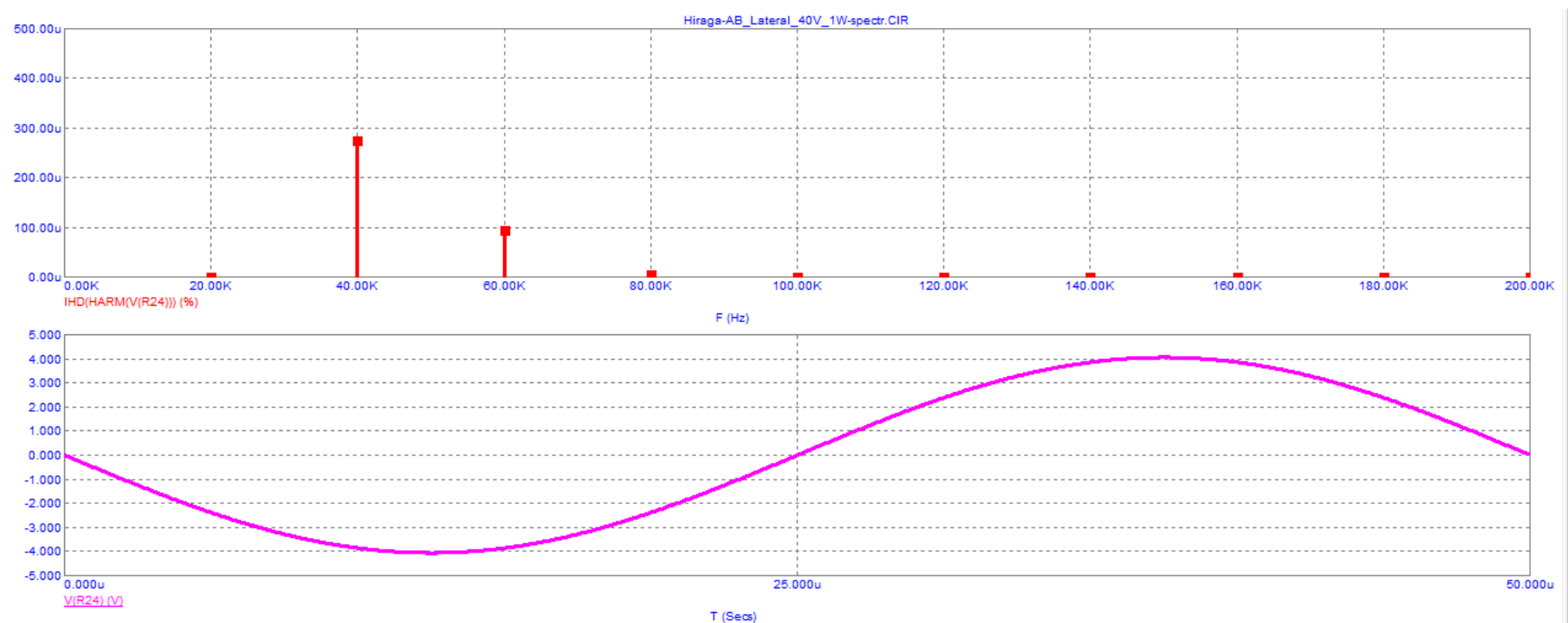


Рис. 5 (Figure: 5)

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

Измерим интермодуляционные искажения, рис. 6

With an output power of about 1 W, the level of distortion at a frequency of 20 kHz does not exceed 0.0003%.

Let's measure the intermodulation distortion, fig. 6

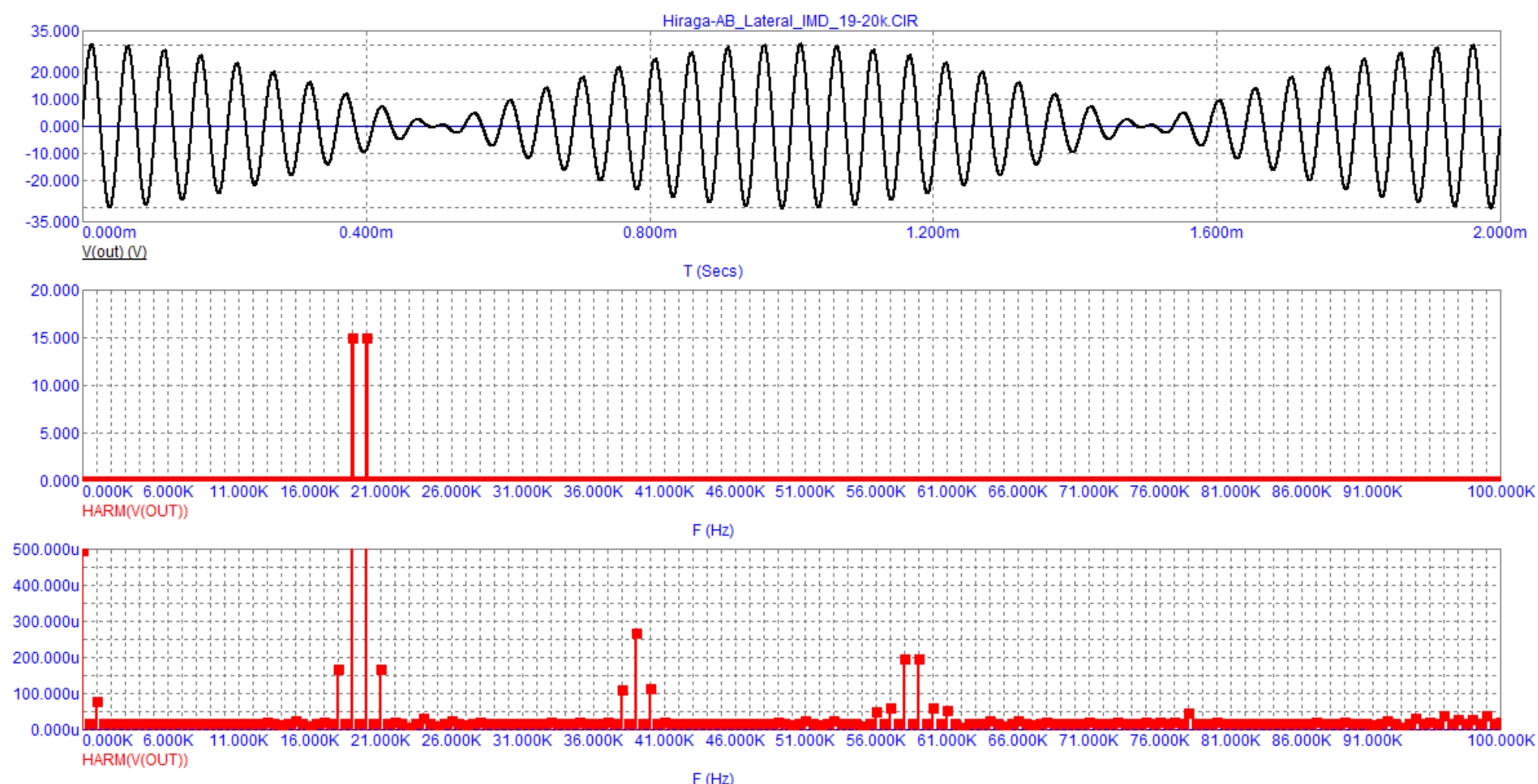


Рис. 6 (Figure: 6)

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

IMD of the first order is less than 100 μ V, the noise bias is negligible (about 30 μ V) due to the low signal propagation delay (Time Propagation Delay).

Let's measure the slew rate of the output voltage, Fig. 7

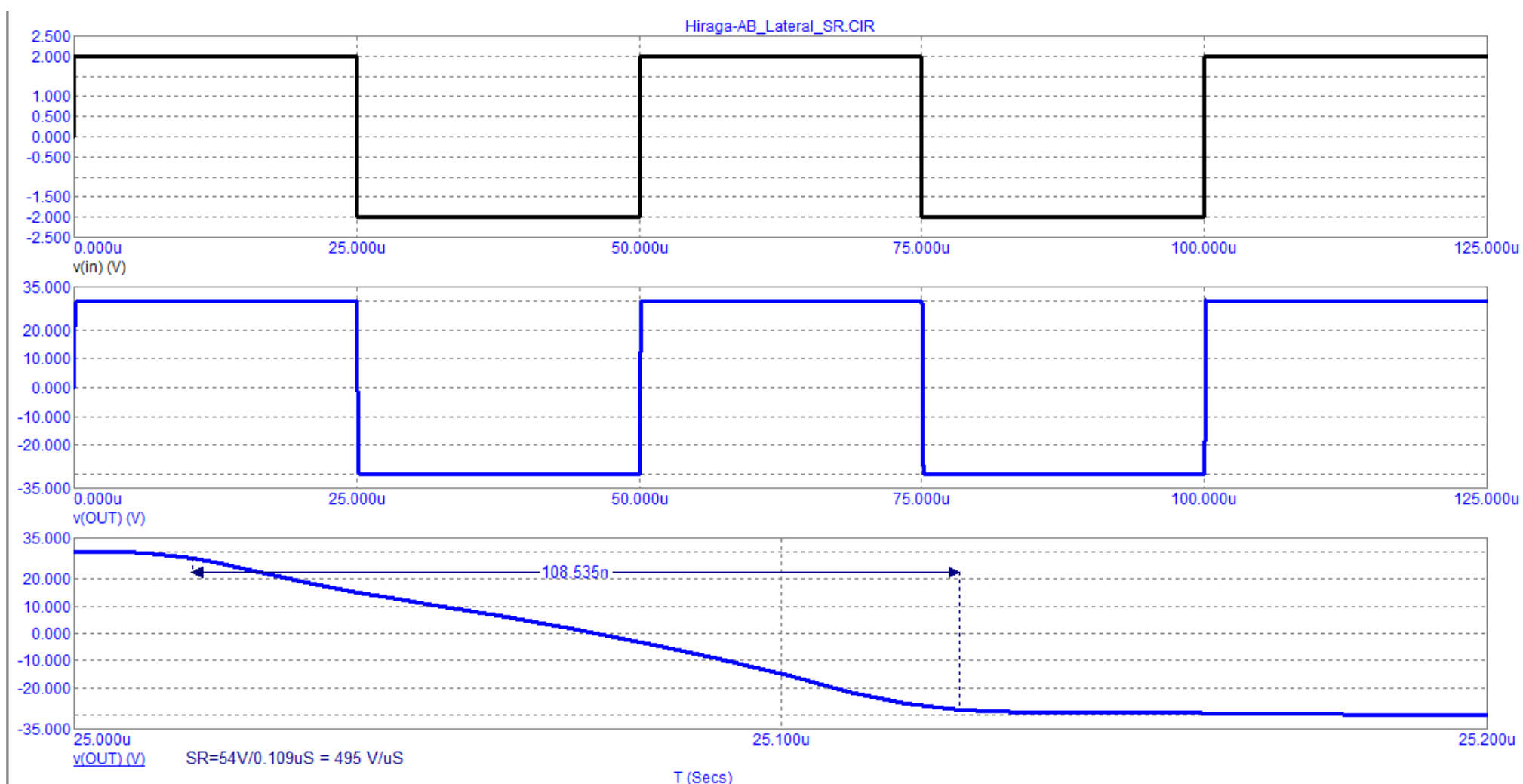


Рис. 7 (Figure: 7)

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

Before being fed to the input of the amplifier, the ideal waveform is passed through a first-order low-pass filter with a cutoff frequency of 5 MHz. The slew rate of the output voltage with this filter is 495 V /

μs . Let us convert this value to the normalized slew rate (NSR). To do this, divide SR by the voltage amplitude: $495/54 = 9.2 \text{ 1} / \mu\text{s}$.

Let's check the amplitude characteristic of the model at a frequency of 1 MHz before the clipping mode, Fig. 8

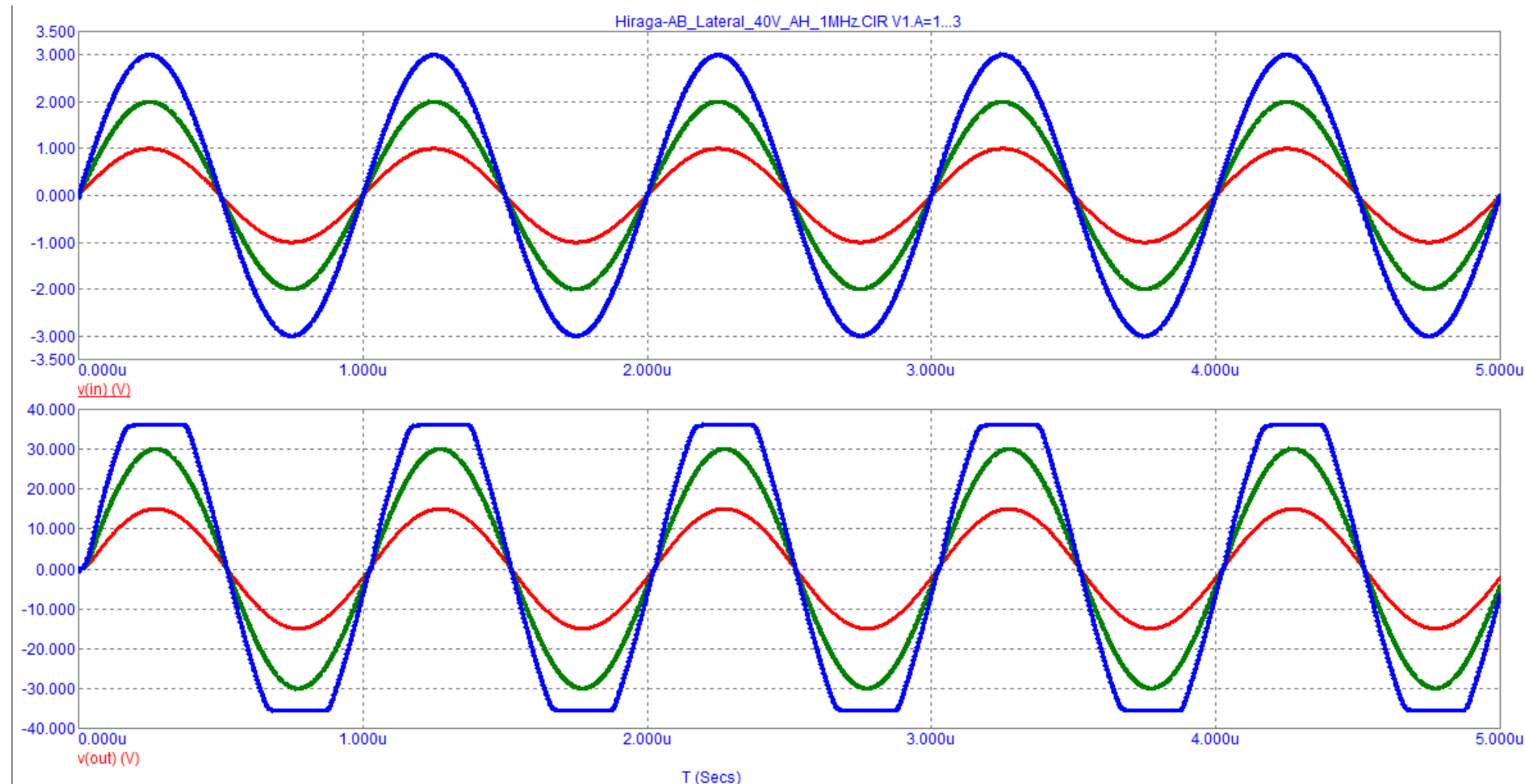


Рис. 8 (Figure: 8)

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

Even at 1 MHz, clipping is quite "soft"

It is known that class AB amplifiers are characterized by switching distortion. To combat this type of distortion, many attempts have been made to reduce them to a minimum. However, no invention has completely solved this problem.

Let's check the introduced distortions using a special filter [1], Fig. 9

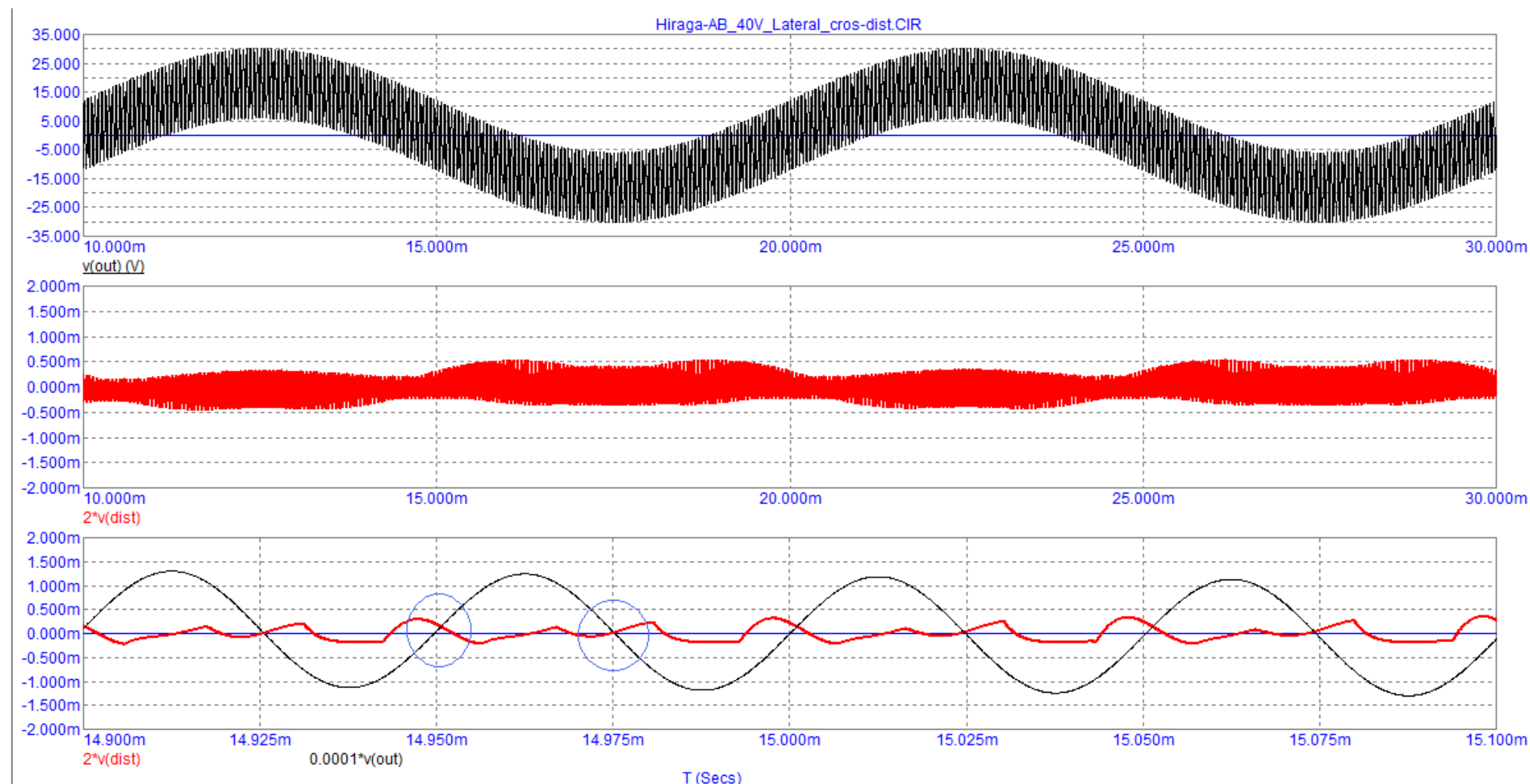


Рис. 9 (Figure: 9)

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.

Filter [1] allows to measure switching distortions at one highest frequency of the audio range, ie at a frequency of 20 kHz. In this case, the measurements were carried out by a two-frequency method in which an additional frequency of 100 Hz was used. With pronounced switching distortions on the 2nd graph, as a rule, there is a characteristic increase in distortions opposite to the transitions of the output signal (top graph) through zero. In the third chart, we see distortion products (red) that are low and soft in nature. The black color shows the output signal attenuated by 10 thousand times to synchronize the distortion products, i.e., for greater clarity.

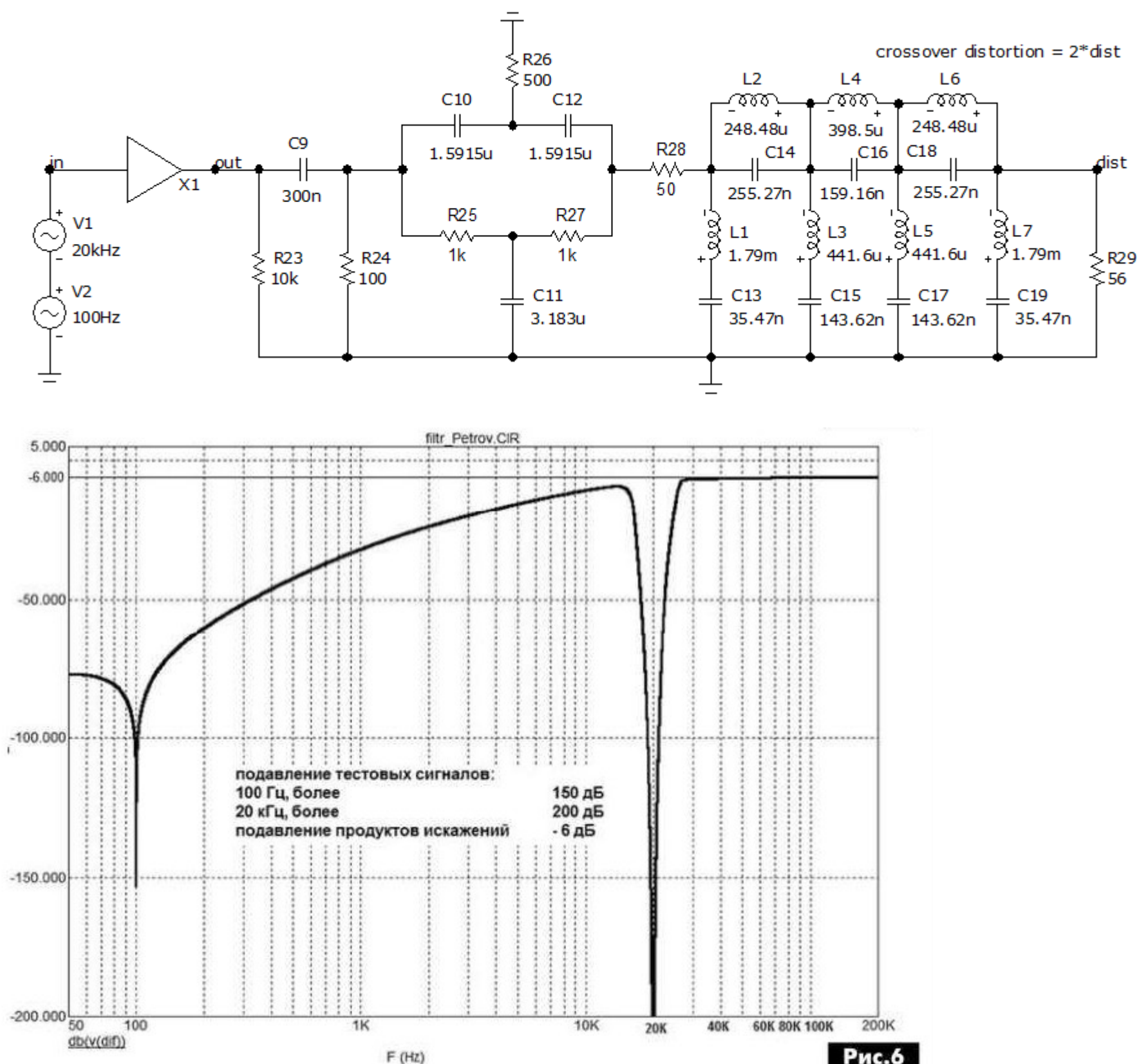


Рис.6

РА 01-02 '2018

Filter [1] and his characteristic

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

Let's measure the output impedance of the amplifier in one of the traditional ways by applying voltage through the load to the output of the amplifier, Fig. 10

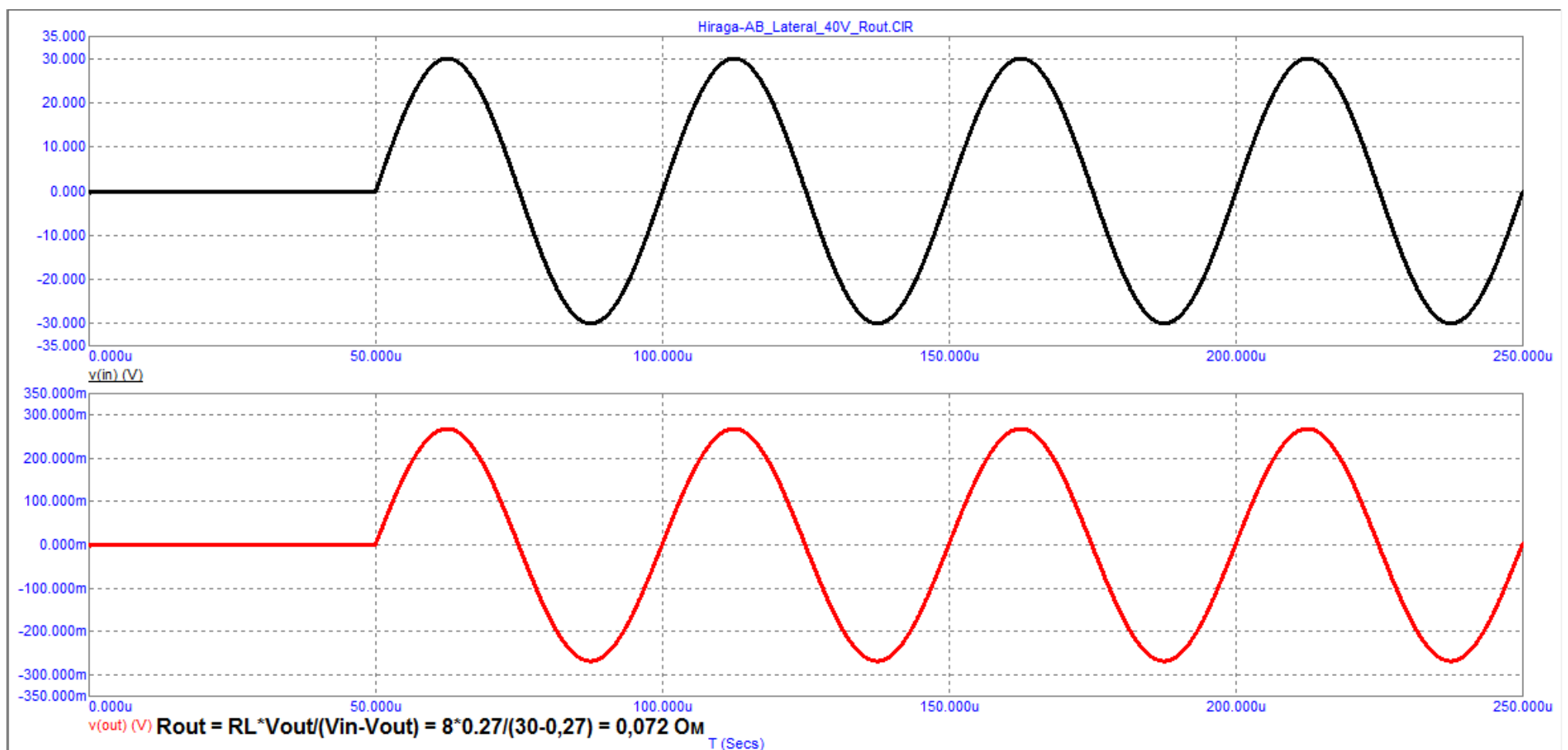


Рис. 10 (Figure: 10)

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

The result of measuring the output resistance showed that it is equal to 72 mOhm or 0.072 Ohm. There is another original measurement method described in the books by Bob Cordell and Douglas Self using a ramp voltage also applied through the load to the amplifier output, Fig. 11

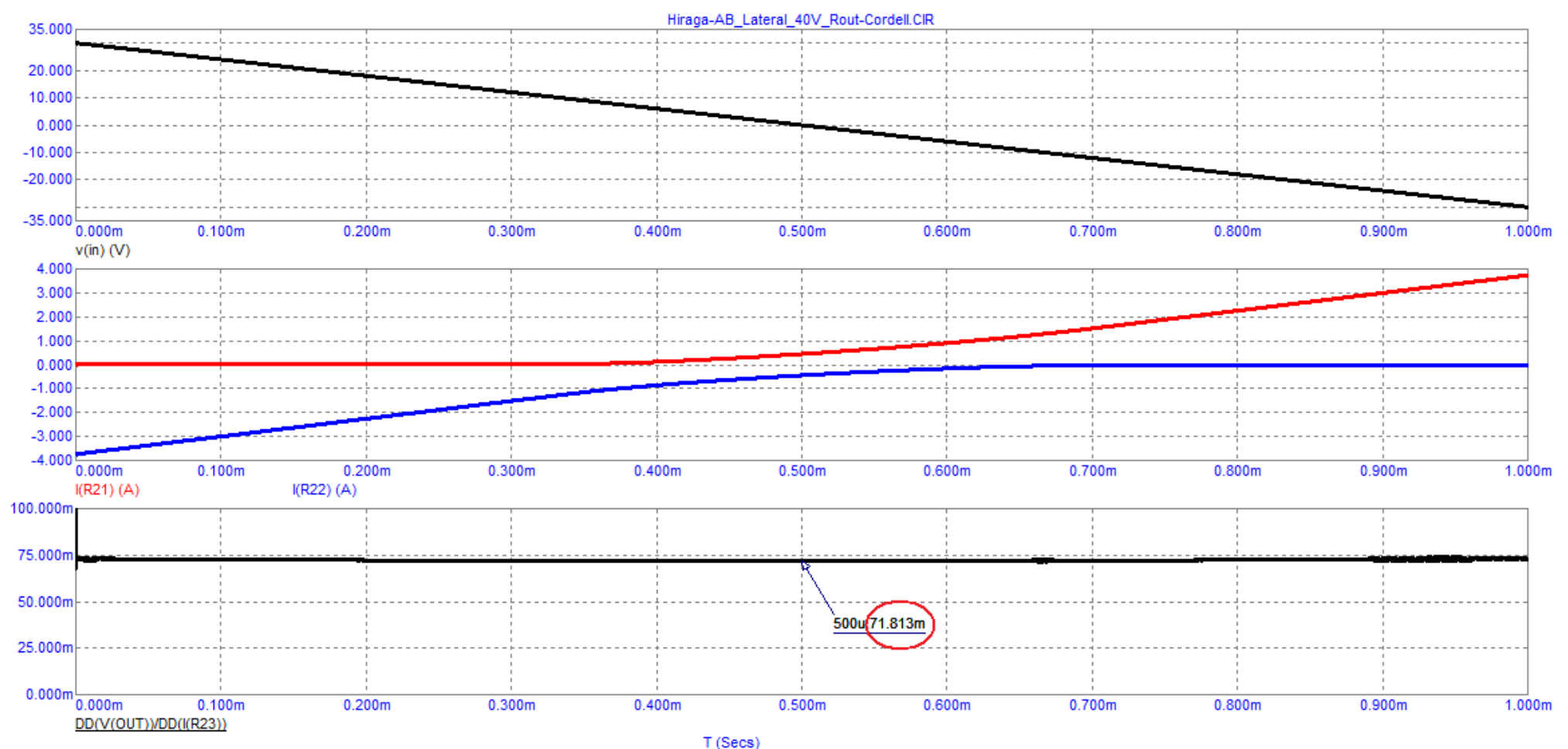


Рис. 11 (Figure: 11)

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.

The first graph shows that a linearly decreasing voltage from 30 to minus 30 V is applied across the load. The second graph shows the currents of the transistor out stage. And the third graph shows a graph of the output resistance, the value of which coincides with the previous measurement. The advantage of this method is also that we can see the linearity of the output resistance from the load applied to the output. In this case, it is quite linear, while the damping factor is more than 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.

Until recently, when measuring the UMZCH parameters, they were limited to measuring the output power at various loads (8, 4 sometimes 2 Ohms), bandwidth, harmonic distortion at rated power at a frequency of 1 kHz (rarely at a frequency of 20 kHz in a band up to 80 kHz), intermodulation distortion (not always), damping factor and slew rate of the output voltage. However, as practice has shown, this entire list says little about the correlation with sound quality, except perhaps SR, which they began to cite in the specifications recently.

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.

Back in 1982, I. Dostal in the book [2] drew attention to other types of distortions (he called them errors), fig. 12 and gave the calculations for them.

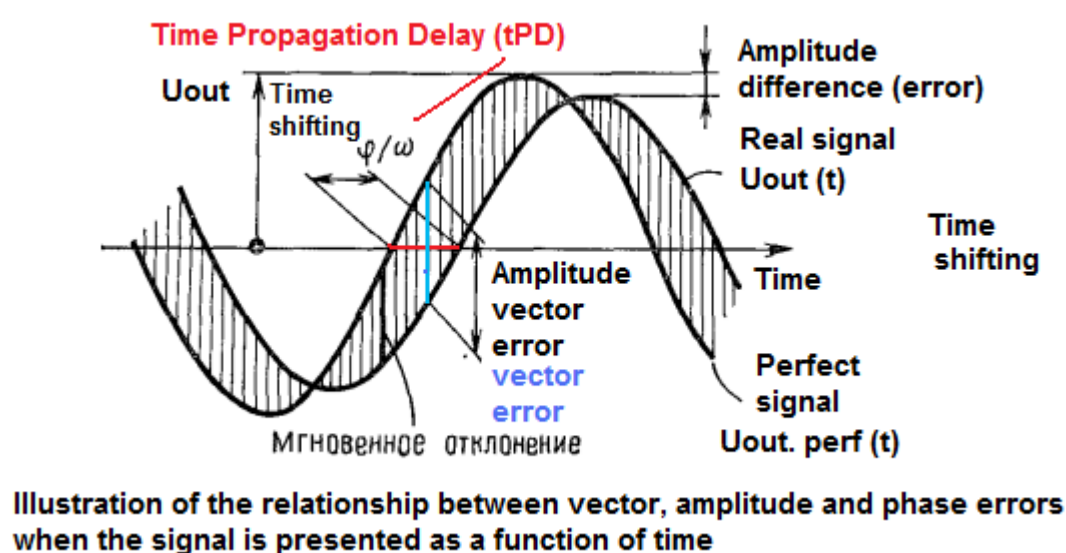
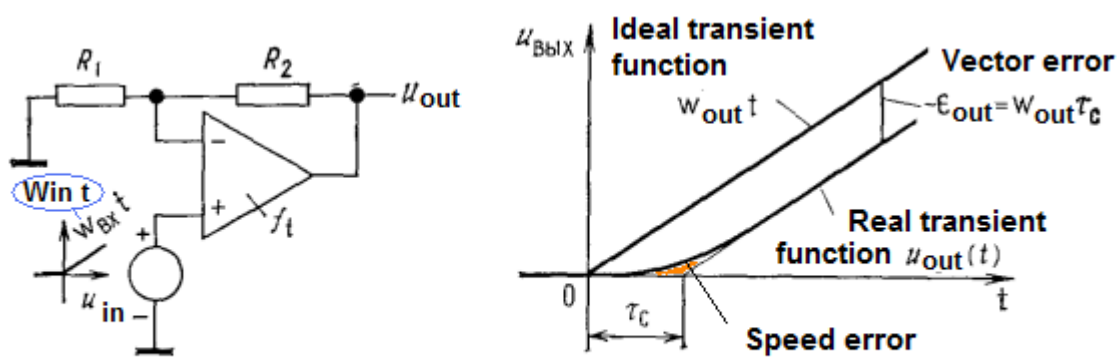


Рис. 12 (Figure: 12)

На рисунке 12 мы видим уже привычные искажения АЧХ (амплитудная погрешность) и задержку по фазе (фазовая погрешность) обычно снимаемые с помощью диаграммы Боде. 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

In Figure 12, we see the already familiar distortions of the frequency response (amplitude error) and phase delay (phase error), usually taken using a Bode diagram. Until recently, no one attached importance to the group delay time (GD), which is associated with the frequency response and phase response and on which the vector error largely depends (highlighted in blue). The author gave two schemes for measuring the vector error - for the inverting and non-inverting amplifiers. At first glance, one might get the impression that the signal transmission delay time does not affect anything (as some ardent critics claim, for example [3]) and are greatly mistaken. Only recently in the specifications for very expensive and declared as reference amplifiers began to cite such a parameter as the Time Propagation Delay. For example, the specification of the Goldmund Telos 5000 amplifier [4] (worth 375 thousand euros per pair) indicates that its GDT is constant from DC to 200 kHz and does not exceed 100 ns. In his work [2], the author showed the physical meaning of the velocity error associated with the GDT, Fig. 13



Speed error of a non-inverting amplifier when excited with a linearly increasing voltage

Рис. 13 (Figure: 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

We can assume that the initial section of the sinusoid is close to a linearly increasing voltage. Let's see how the considered amplifier works at a frequency of 20 kHz. From the graph in Fig. 2 we know that the amplifier's delay is 22 ns. Let's add an ideal delay of 22 ns at the generator output and bring the input signal and the delayed signal to the output level by multiplying by K_u , Fig. 14

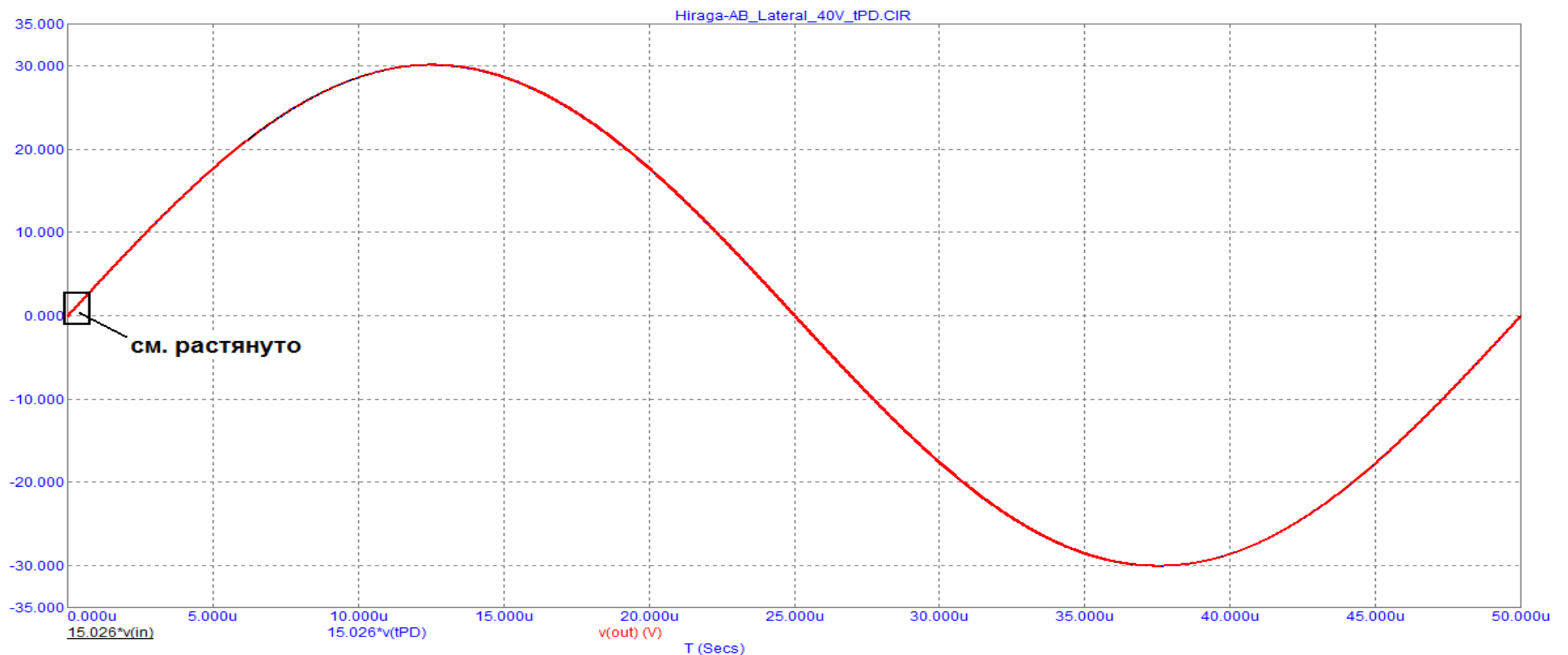


Рис. 14 (Figure: 14)

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

Figure 14 shows 3 signals that merge into one line due to the small group delay. To consider them in more detail (as shown in Fig. 13), we will stretch the initial section, Fig. 15

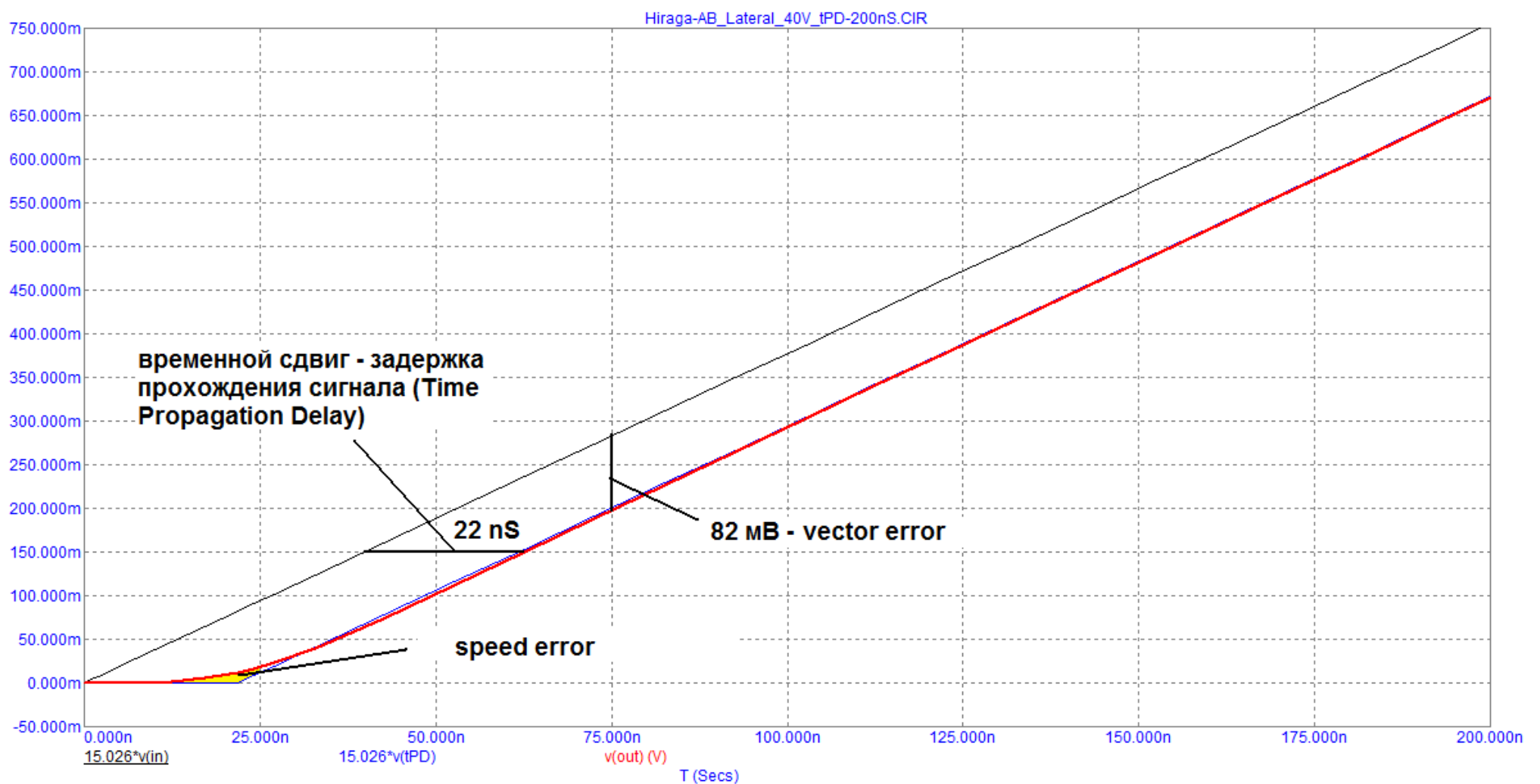


Рис. 15 (Figure: 15)

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.

All errors in accordance with I. Dostal's classification are signed in the figure. We also see that the time to reach the steady state takes only 30 ns. The area of the "triangle" highlighted in yellow is nothing more than a velocity (speed) error. In this case, this error is negligible: no more than 10 mV in amplitude with an output voltage amplitude of 20 kHz equal to 30 V (peak). I have repeatedly emphasized that it is this type of distortion that is responsible for microdynamics, for the accuracy of amplifying weak signals that are rapidly changing both in frequency and in amplitude.

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.

GD behind the linear section should have a smooth decline. The burst of the group delay behind the horizontal section indicates the instability of the amplifier, about the phenomena of a resonant nature. The quality factor of resonances depends on the magnitude of the surge and its width (duration in frequency). Such phenomena cause an increase in the time to reach the steady state and can be of an oscillatory nature, which gives additional coloring to sounds. Such effects are not detected in any way by traditional measurements of parameters on stationary sinusoidal signals. At the design stage, distortions associated with velocity errors can be seen by the Baksandall method [5] using a triangular signal with a frequency of 10 kHz as a test signal. A 10 kHz triangular signal contains a falling series of odd harmonics. The tops of the triangle are nothing more than the beginning of a linearly increasing / decreasing signal according to [2] Fig. 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.

To obtain speed errors (distortions) in their pure form (what is highlighted by a colored triangle), it is

necessary to exclude the vector error. To do this, it is enough to subtract from the output signal the input signal delayed for the time delayed delay and reduced to the output level by multiplying by K_u . Considering that the linearity of the group delay of real amplifiers rarely exceeds 200 kHz, the spectrum of the test triangular signal should sometimes be limited using a traditional low-pass filter with a cutoff frequency of 160 ... 200 kHz. In amplifiers such as dc amplifier GD (time Propagation Delay) constantly from infra-low frequencies.

Модели усилителей с резделительными 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].

It is advisable to temporarily transfer models of amplifiers with reshaping capacitors at the input and in the NFB circuit to the DCS and make careful balancing. But even if we do not do this on the test with a triangular signal, this will practically not affect in any way. Problems can arise when used as a test multi-tone signal, for example [6].

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

Let us check the operation of the model with a test signal of the "triangle" type with a frequency of 10 kHz, Fig. 16

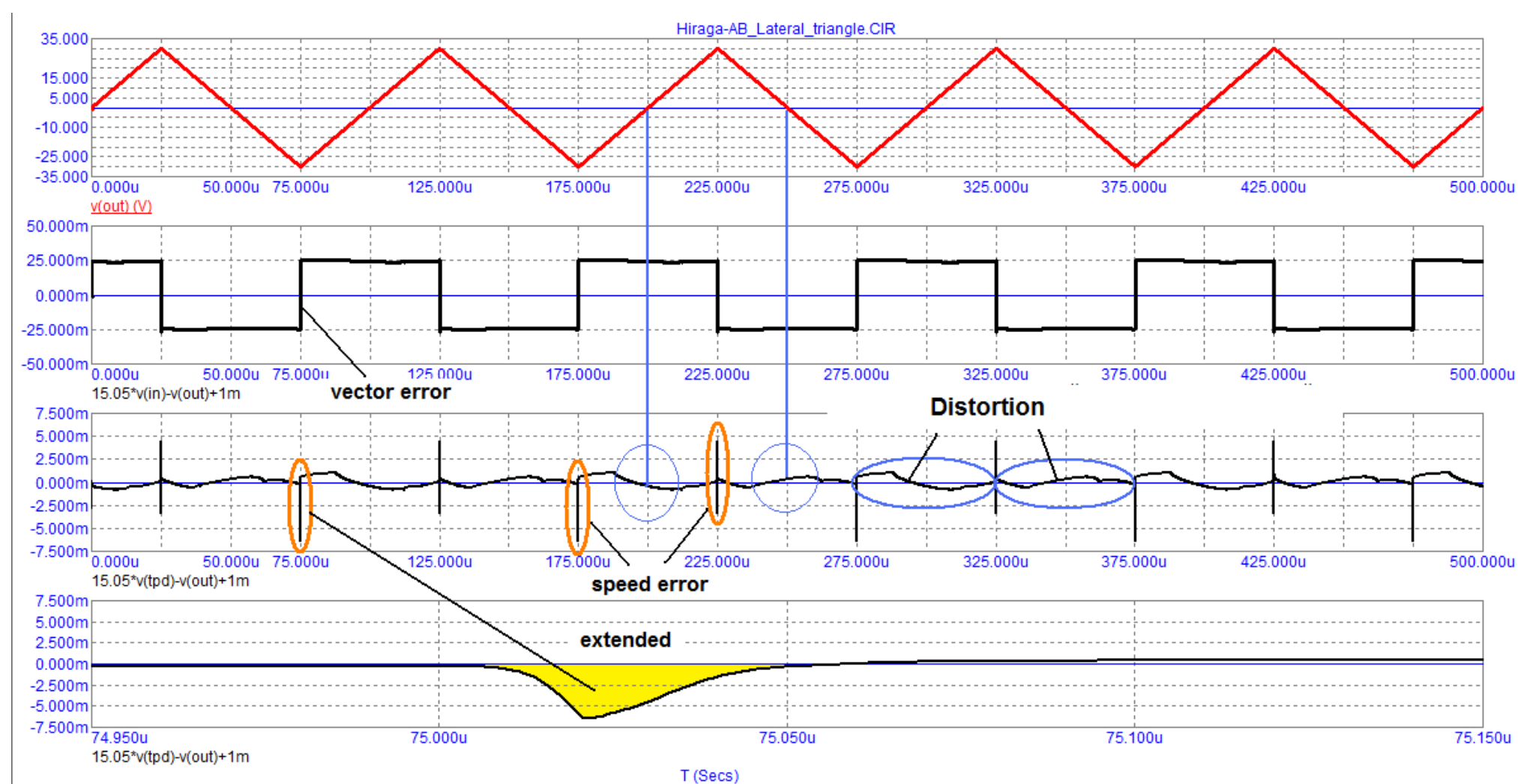


Рис. 16 (Figure: 16)

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.

The upper graph shows the output signal, the second graph shows the vector error - the result of subtracting the output voltage from the input voltage level-to-output. The third graph shows the distortions obtained as a result of subtracting the output voltage from the input voltage delayed by the time GD, adjusted to the output voltage. For greater clarity of the rate errors, the test signal was not processed by the low-pass filter. We can see that the velocity (speed) error has an amplitude of up to 7 mV and a total duration of about 30 ns, which is what the amplifier lost at the signal tops. I hope it is clear that speed distortions depend on the normalized slew rate (NSR) of the output signal and occur when the voltage rise / fall direction changes. Hence, the most susceptible to these distortions is precisely the small signals with high values of NSR. I want to draw your attention to the distortion products opposite to zero crossings, they are similar to the distortions in Fig. 9 and have no signs of switching

distortions.

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

If we subtract the other way around, that is, subtract the delayed input signal from the output signal, we get the distortion products in inverse form, Fig. 17

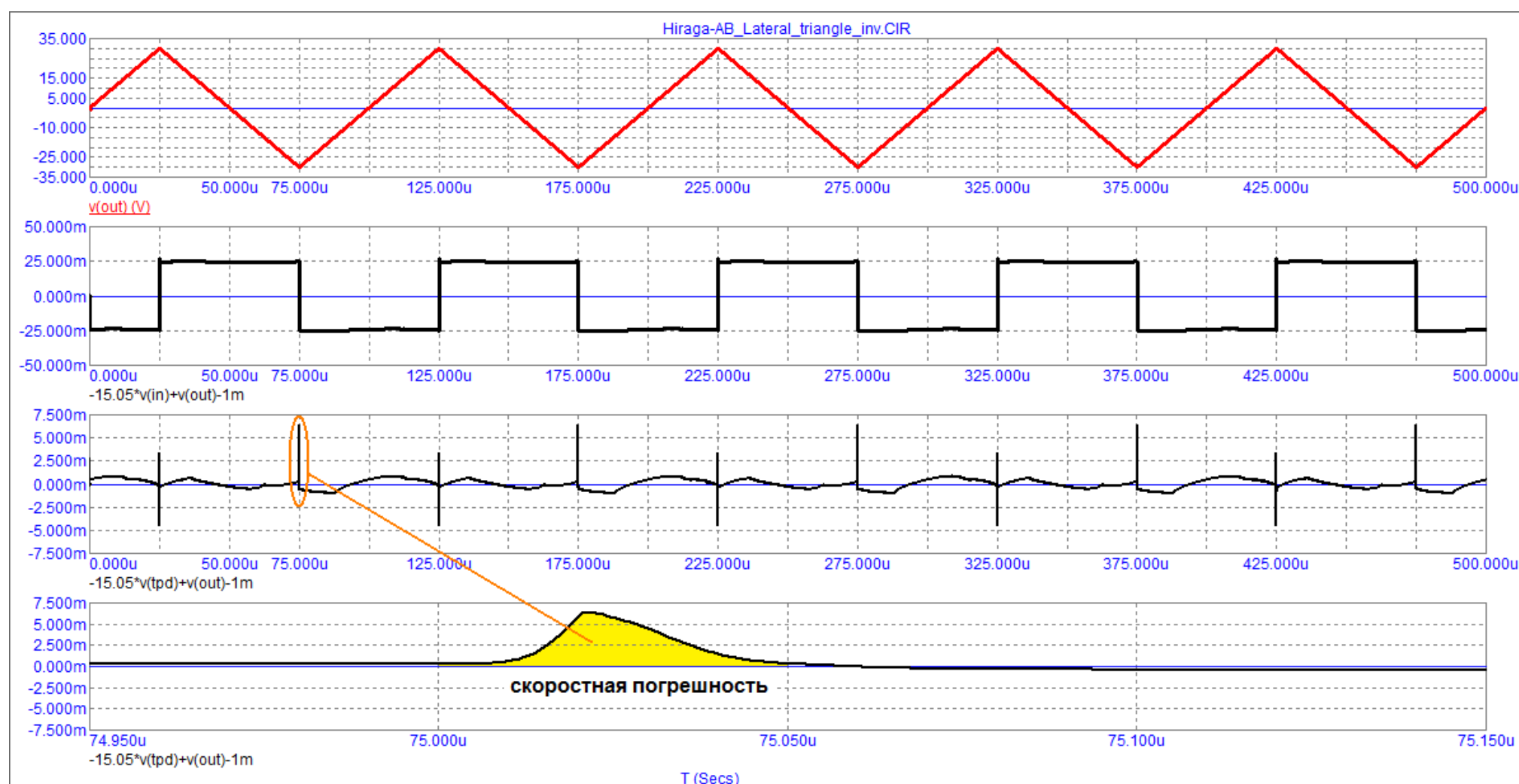


Рис. 17 (желтым цветом выделены потери на вершине треугольного сигнала)

Figure: 17 (the loss at the top of the triangular signal is highlighted in yellow)

Пару слов о конструкции (A few words about the design)

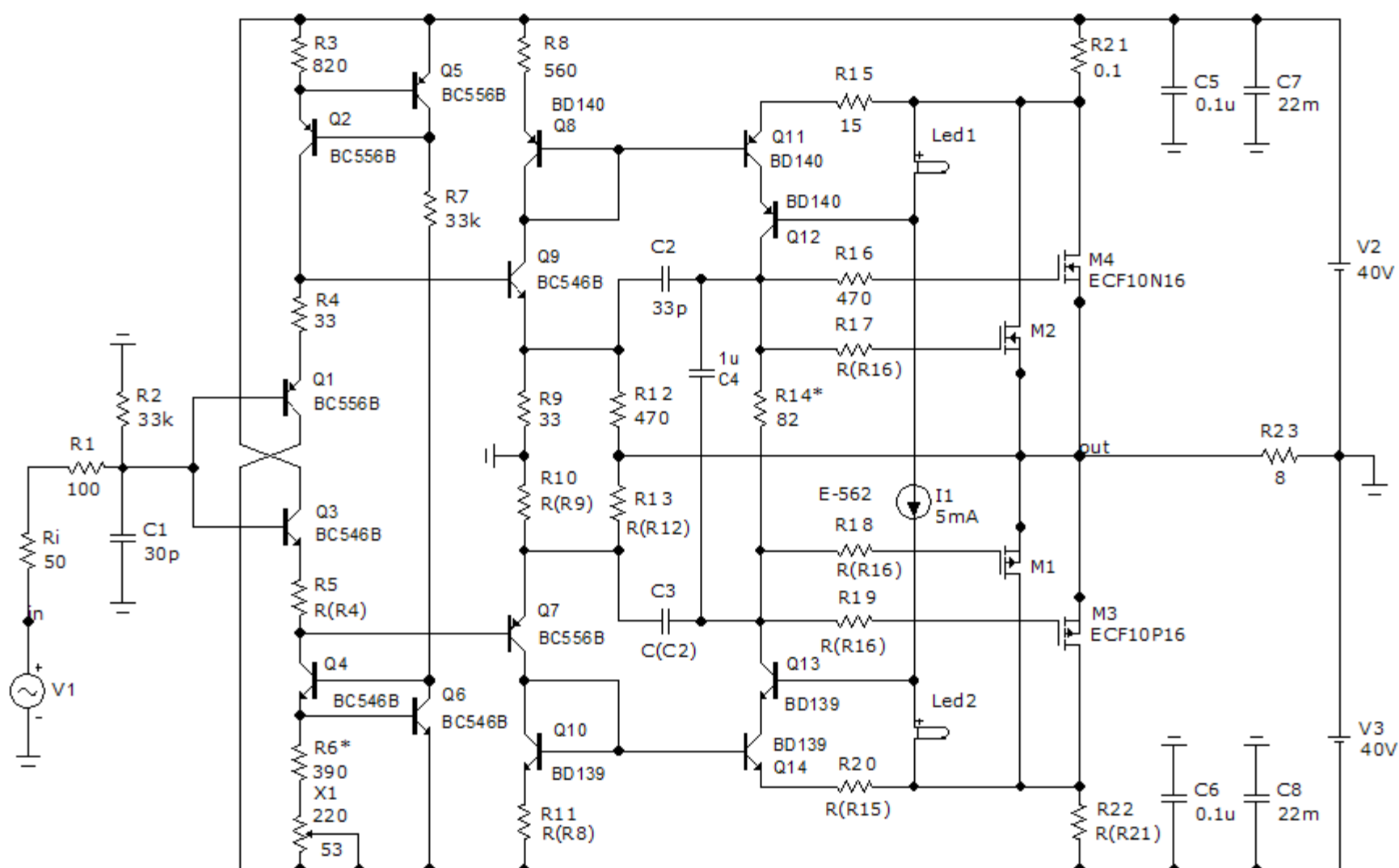


Рис. 1 (Figure: 1)

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)

The emitter circuits of the input repeaters are powered by the RCS. The RCS current is controlled by BE-junctions of transistors Q5, Q6. To stabilize the operating modes of the input stages, the transistors Q1 and Q9, as well as Q3 and Q7, must have a thermal contact in pairs and be in the same thermal conditions (as an option, they are located at the same horizontal height or equipped with a common heat sink through a paste). RCS transistors Q5, Q6 must also be in the same thermal conditions! (as an option, a metal plate is glued to the thermal paste for all six transistors with the housings set in height)

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.

Transistors Q8, Q11 and Q10, Q14 are large-scale current reflectors and their transistors must in pairs have thermal contact with each other and be in the same thermal conditions. These transistors operate at low EC voltages, so the power allocated to them is low. The maximum current that is required from them is about 100 mA peak at fronts of a meander. For these positions, it is not necessary to use transistors in the TO-126 package, it is quite possible to use low-voltage transistors in the TO-92 package that allow pulse currents of more than 100 mA. Transistors Q11, Q12 and Q13, Q14 form monitored cascodes. Transistors Q12, Q13 must be placed on a common heat sink, as these transistors you can use 2SC5171 / 2SA1930, 2SC6072 / 2SA2190, KSC2690 / KSA1220, 2SC3421 / 2SA1358, 2SD600 / 2SB631, MJE340 / MJE350 and others.

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 подстроечным 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.

Lateral types BUZ900 / BUZ905, ECF-20N16 / ECF-20P16, 2SK1056 ... 58 / 2SJ160 ... 62 and others can be used as output transistors.

The quiescent current of the output transistors of 200 + -20 mA per transistor is set by selecting the resistor R14. Zero at the output is set with the trimmer X1, if necessary, select R6. I1 is a 5 mA current stabilizing diode (CRD) of the E-562 type or similar, in the absence of a current stabilizing diode, you can use a CRS on a JFET transistor with a 8.2 ... 10 kΩ resistor connected in series. The LEDs are green, you can also use yellow, white or blue, it is important that the voltage drop across the LED is at least 2 V.

Возможный вариант с несложной доработкой показан на рис. 18

A possible variant with a simple modification is shown in Fig. 18

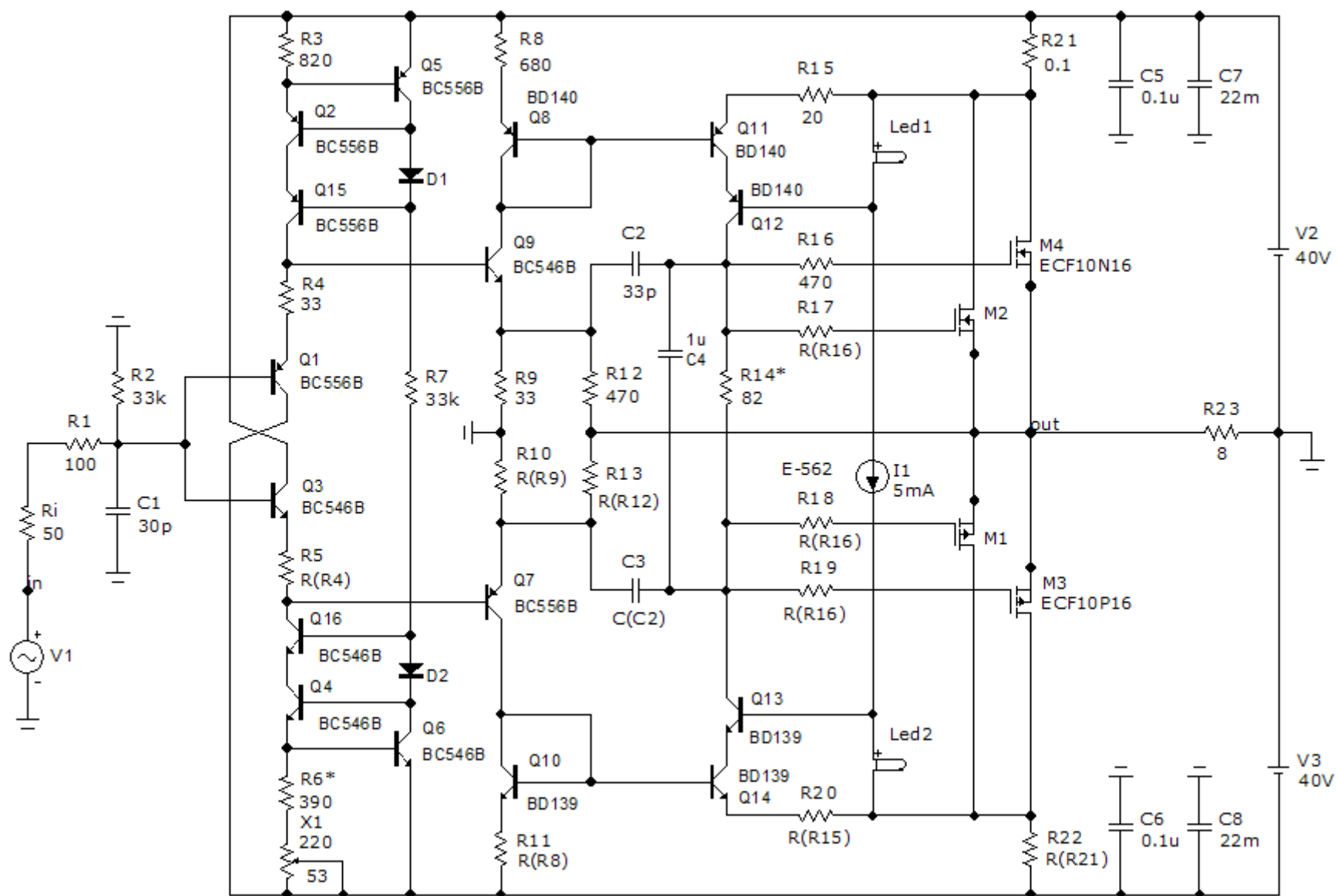


Рис. 18 (Figure: 18)

Добавление 4-х элементов превращает ГЧТ питающие входные повторители в каскодные.
The addition of 4 elements transforms the CRS feeding input repeaters into cascode repeaters.

Литература:

1. А.Петров, Виртуальный прибор для измерения коммутационных искажений, Радиоаматор 2018_1-2
2. И.Достал, Операционные усилители, 1982
3. И.Рогов, Полюс 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

Literature:

- 1.A. Petrov, Virtual device for measuring switching distortions, Radioamator 2018_1-2
- 2.I. Dostal, Operational Amplifiers, 1982
- 3.I. Rogov, Pole of Truth, Radio 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. K.Musatov, Method for measuring the real resolution of an amplifier, <http://forum.vegalab.ru/showthread.php?t=34487>

Alexander Petrov