

Варианты усилителя JLN-69 в инвертирующем включении

An amplifier, it is not just a piece of hardware (a bunch of interconnected radio components), but a number of tricks and know hows in it. Just like with the same bricks, you can build an ugly barn and a palace that shines with its beauty.

Вот уже более 50-ти лет пользуется большой популярностью простой усилитель класса А JLN-69 [1]. И хотя выходная мощность его невелика многие отмечают хорошее звучание этого усилителя с высокочувствительной акустикой с импедансом 15 Ом.

Еще в 1966 году был запатентован повторитель с токовой ОС, рис. 1 [2].

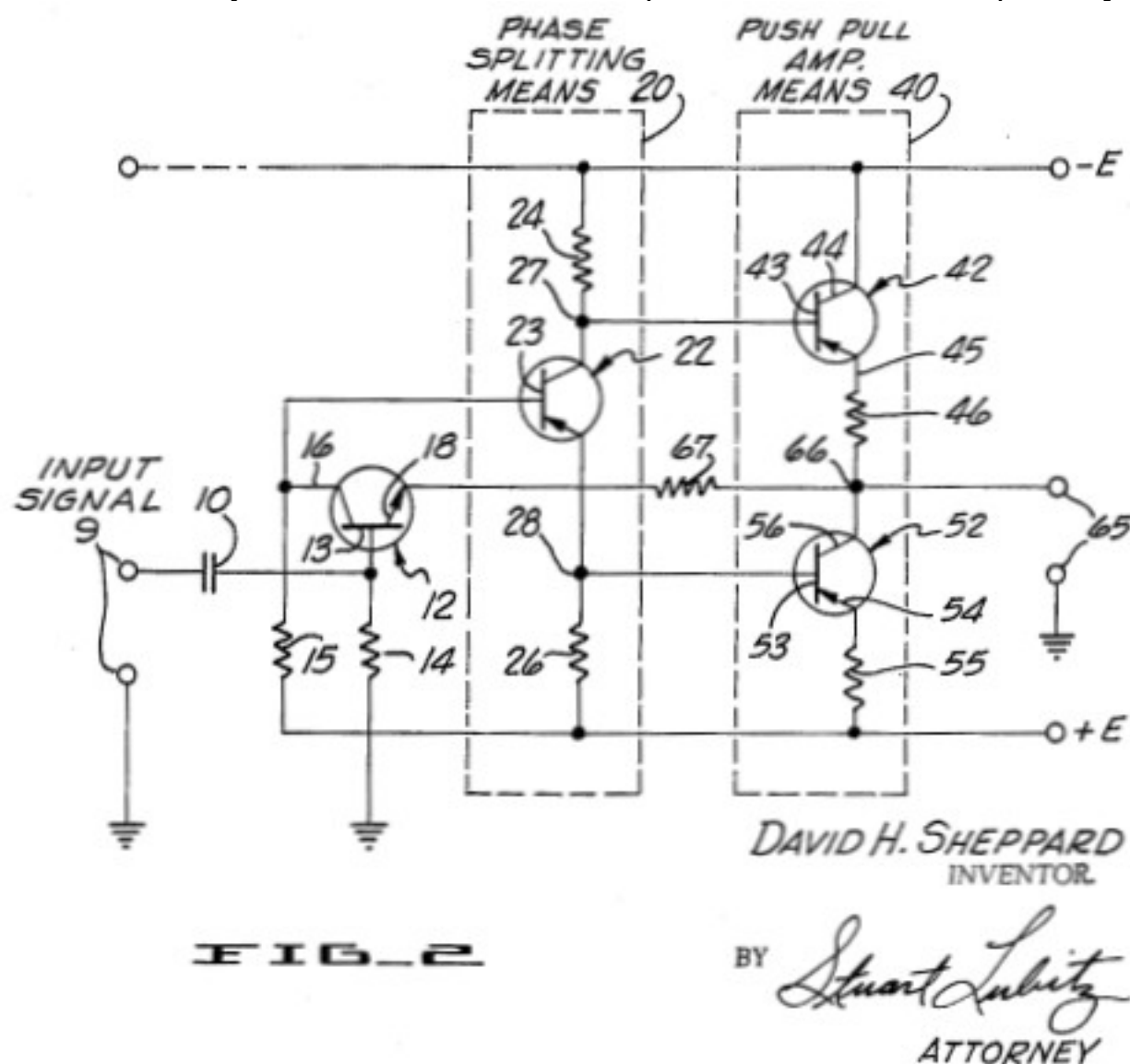


Рис. 1

Именно такой выходной каскад (рис. 2) и был использован автором

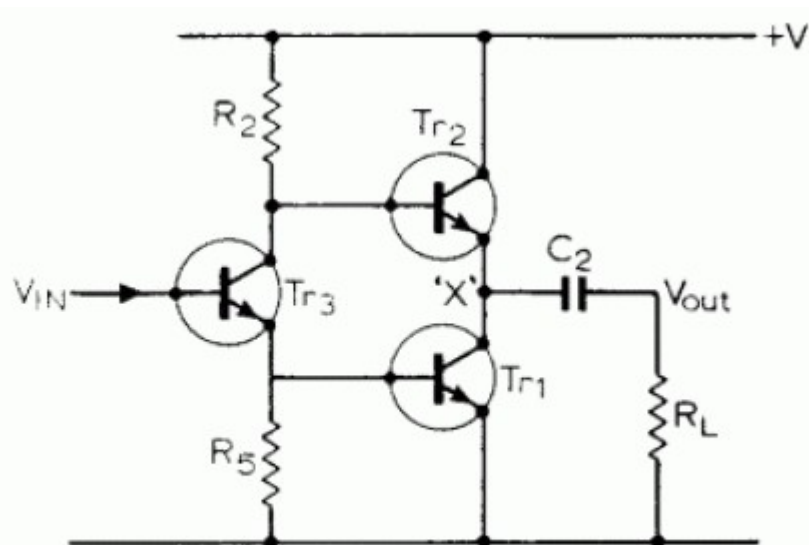


Fig. 2. Arrangement for push-pull drive of class A stage.

Для повышения петлевого усиления и нагрузочной способности автор применил вольтодобавку, рис. 3

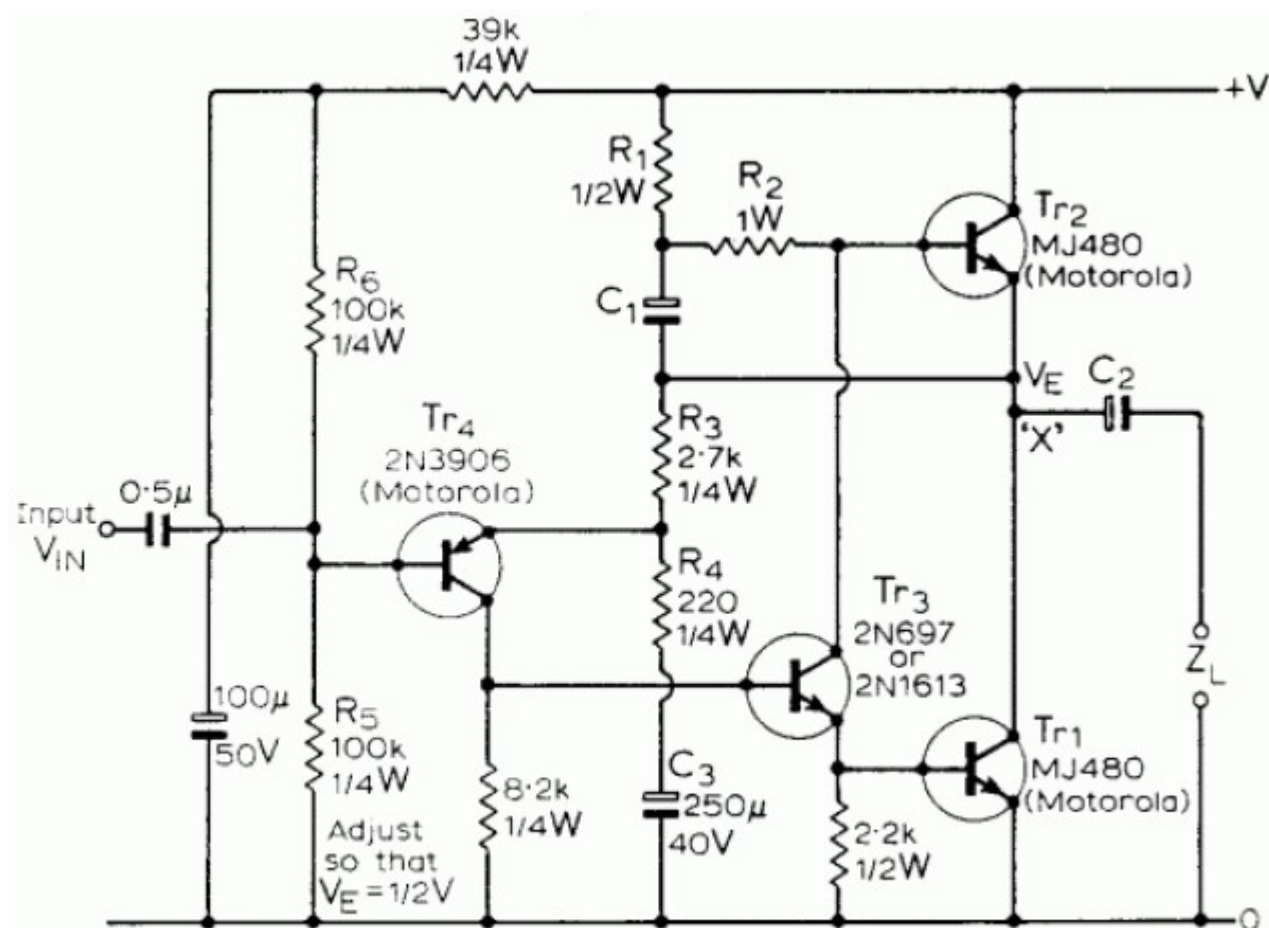
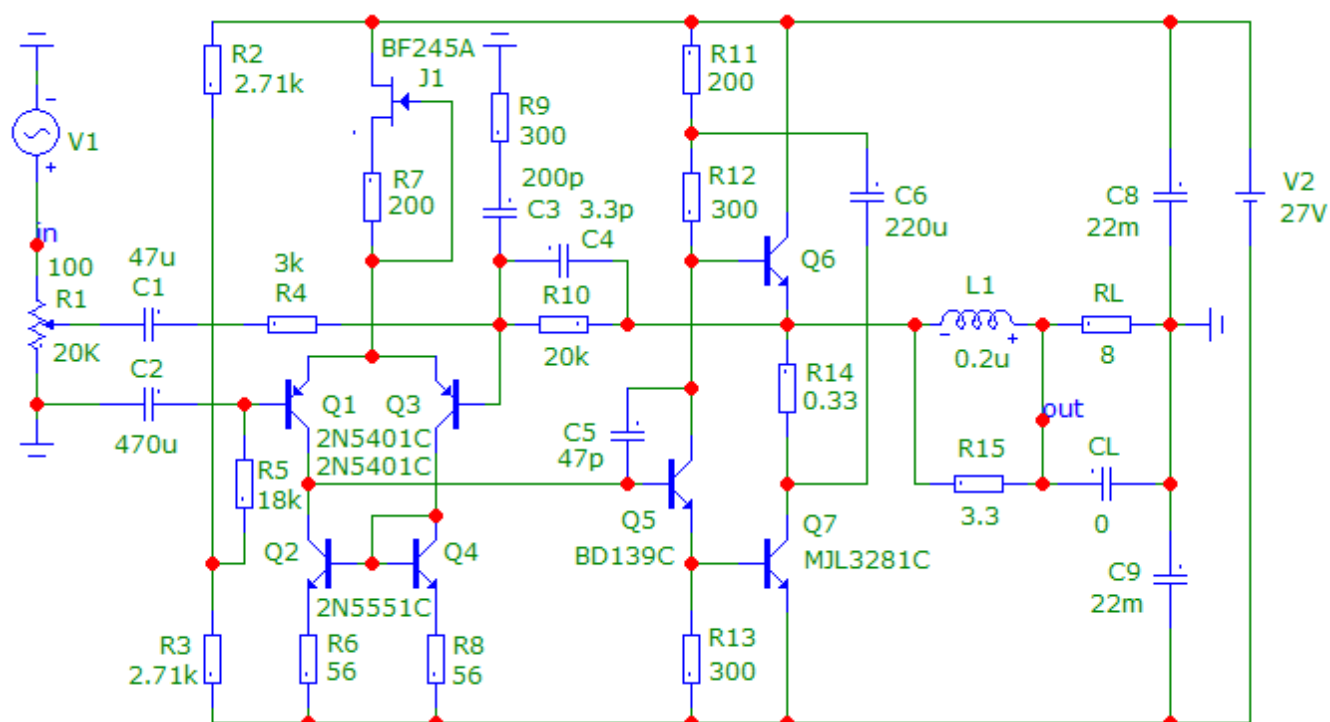


Fig. 3. Practical power amplifier circuit.

Надо сказать что на биполярных транзисторах (кроме транзисторов Дарлингтон и Шиклаи) такой выходной каскад работоспособен только в классе А. Недостатком такого ВК является разная нагрузочная способность плеч ВК. При снижении импеданса нагрузки верхнее плечо начинает клипировать раньше. Следующий недостаток — необходимость применения электронного фильтра в блоке питания для замедления заряда выходного конденсатора

На просторах интернета мне попалась инвертирующая версия усилителя [3] с дифкаскадом на входе. Чтобы исключить заряд выходного конденсатора в момент включения питания было решено использовать источник с искусственной средней точкой, рис. 4. Подобные решения часто использовал в своих разработках опубликованных в журнале «Радио» российский радиолюбитель И.Акулиничев.

К достоинствам такого решения можно отнести отсутствие необходимости в схеме защиты АС от постоянной составляющей на выходе и использования электронного фильтра в БП.



Bias = 1,3...1,5 A (R12*)
 RL = 8; P = 7,6W
 RL = 4; P = 15W
 V2 = 18...36 V
 R1 = 20 k (B - linear), R1+R4 = A - logarifmic

Рис. 4

Использование дифкаскада с нагрузкой в виде отражателя тока (Q2, Q4) позволяет более эффективно закрывать транзистор Q5 и тем самым улучшить открывание транзистора Q6.

С целью улучшения параметра SRPP(+) токозадающий резистор дифкаскада [3] заменен генератором тока на полевом транзисторе. Ток ГСТ выставляют резистором R7 в пределах 6...7 мА. Конденсатор C1 должен быть неполярным, либо составлен из двух встречно включенных полярных конденсаторов. Параллельно ему желательно включить пленочный конденсатор емкостью 1...3 мкФ. Ток покоя в пределах 1,3...1,5 А выставляют резистором R12.

Диаграмма Бode показана на рис. 5.

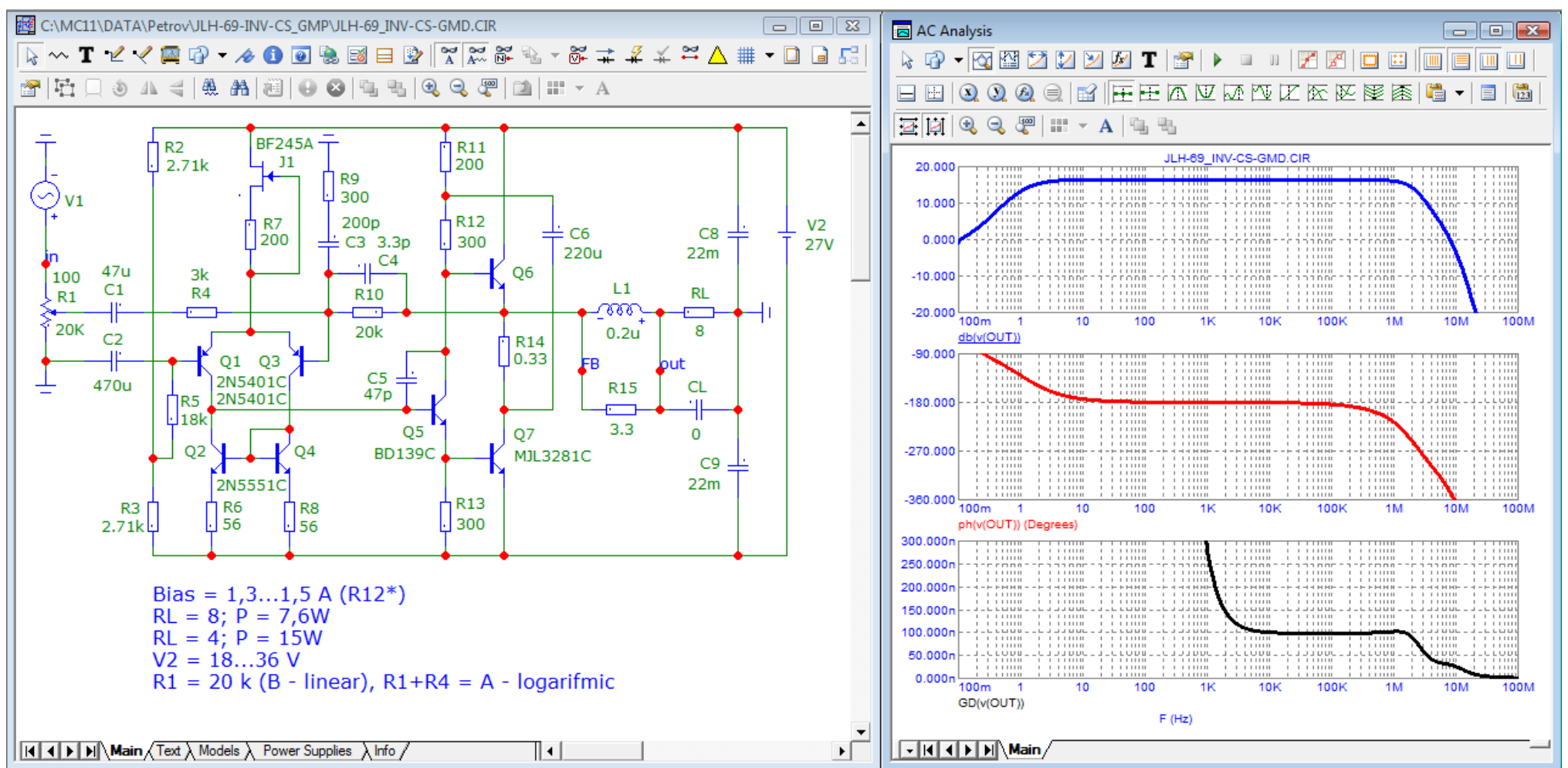


Рис. 5

Из диаграммы Бode видно что время задержки прохождения сигнала (time Propagation Delay) или по другому ГВЗ в области ВЧ составляет 100 нс и практически постоянно до 1,5 МГц. Далее наступает плавный спад. Снимем график петлевого усиления, рис. 6.

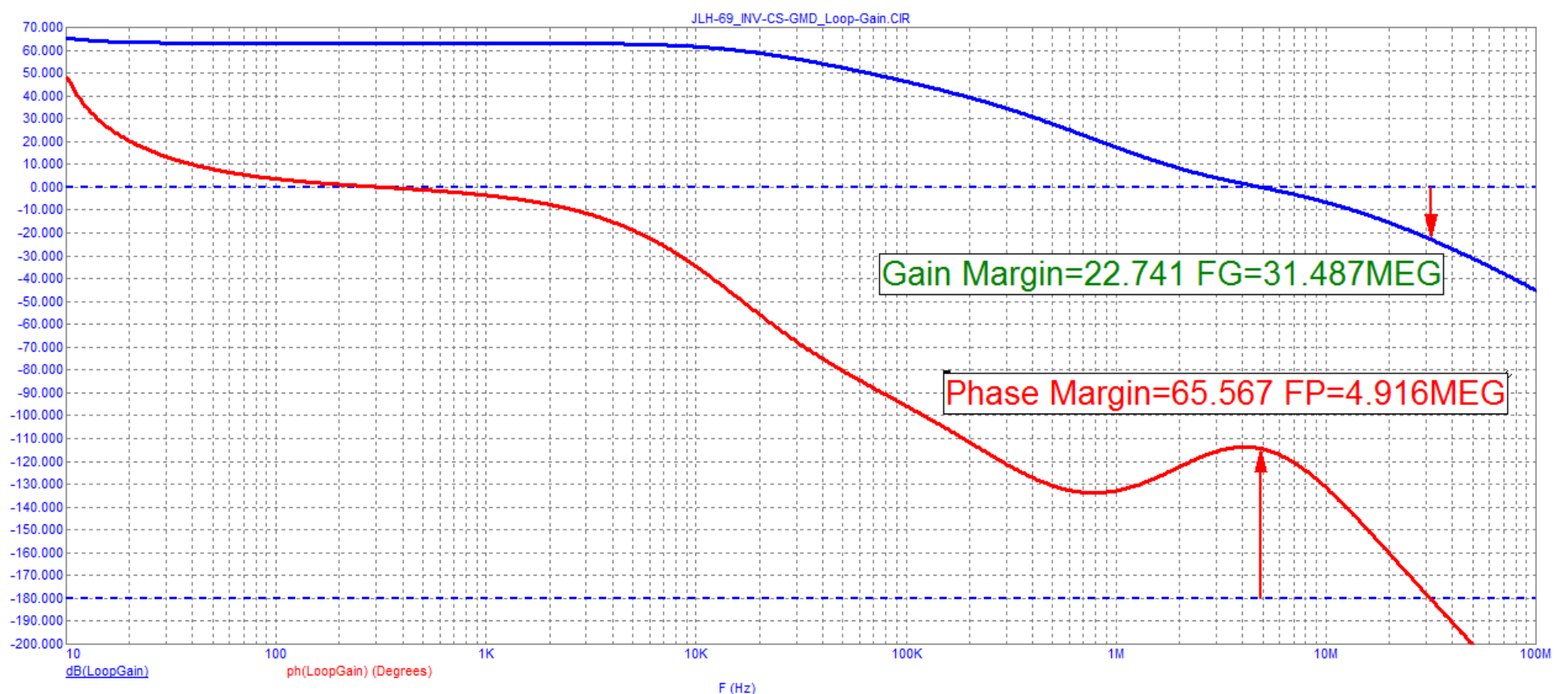


Рис. 6

Петлевое усиление во всем звуковом диапазоне не менее 60 дБ. Благодаря дифкаскаду петлевое усиление увеличено более чем на 30 дБ (30 раз). Запас по фазе составляет 65 градусов, а по усилению более 22 дБ. Постоянство петлевого усиления гарантирует и постоянство выходного сопротивления.

Измерим спектр искажений на частоте 20 кГц, рис. 7

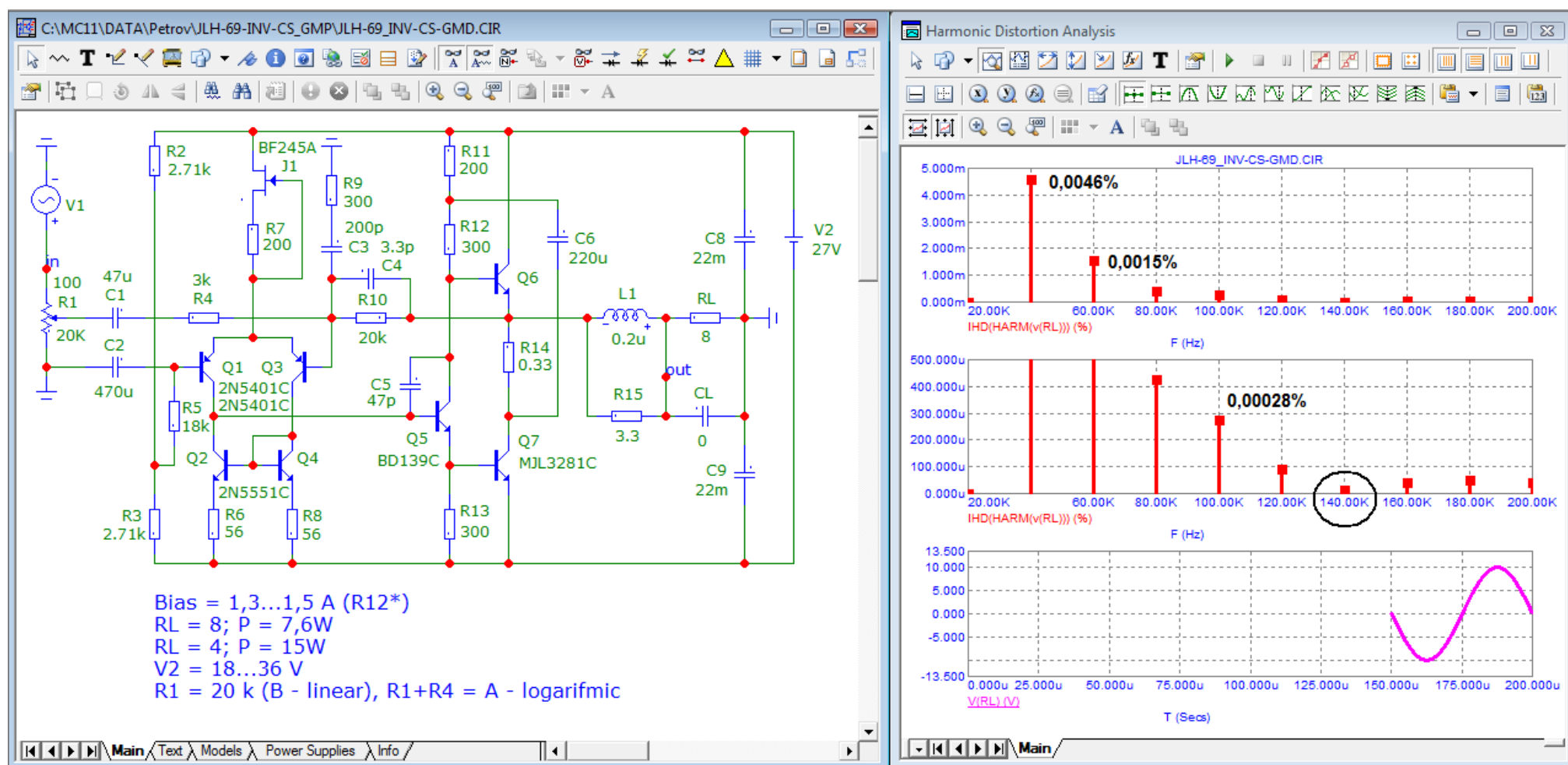


Рис. 7

Из теста видно что спектр короткий, спадающий, в спектре в основном одна 2-я гармоника. Пятая гармоника имеет уровень менее 0,0003%, а 7-я и 9-я гармоники ничтожно малы.

Измерим спектр искажений при выходной мощности 1 Ватт, рис. 8

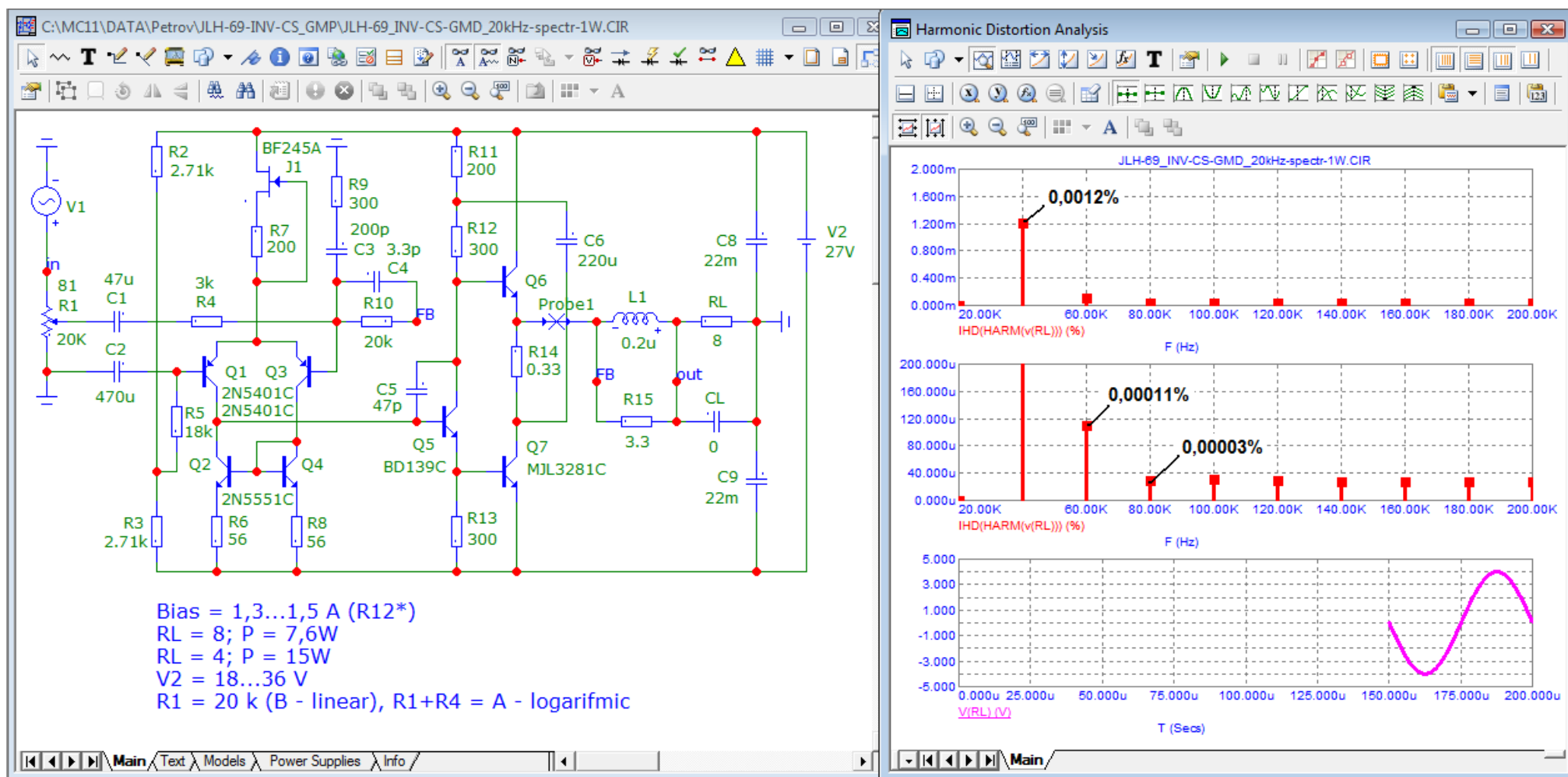


Рис. 8

Снижению искажений на малой громкости способствует увеличение глубины ООС за счет роста сопротивления источника сигнала. Измерим искажение на частоте 10 кГц с помощью режекторного фильтра, рис. 9

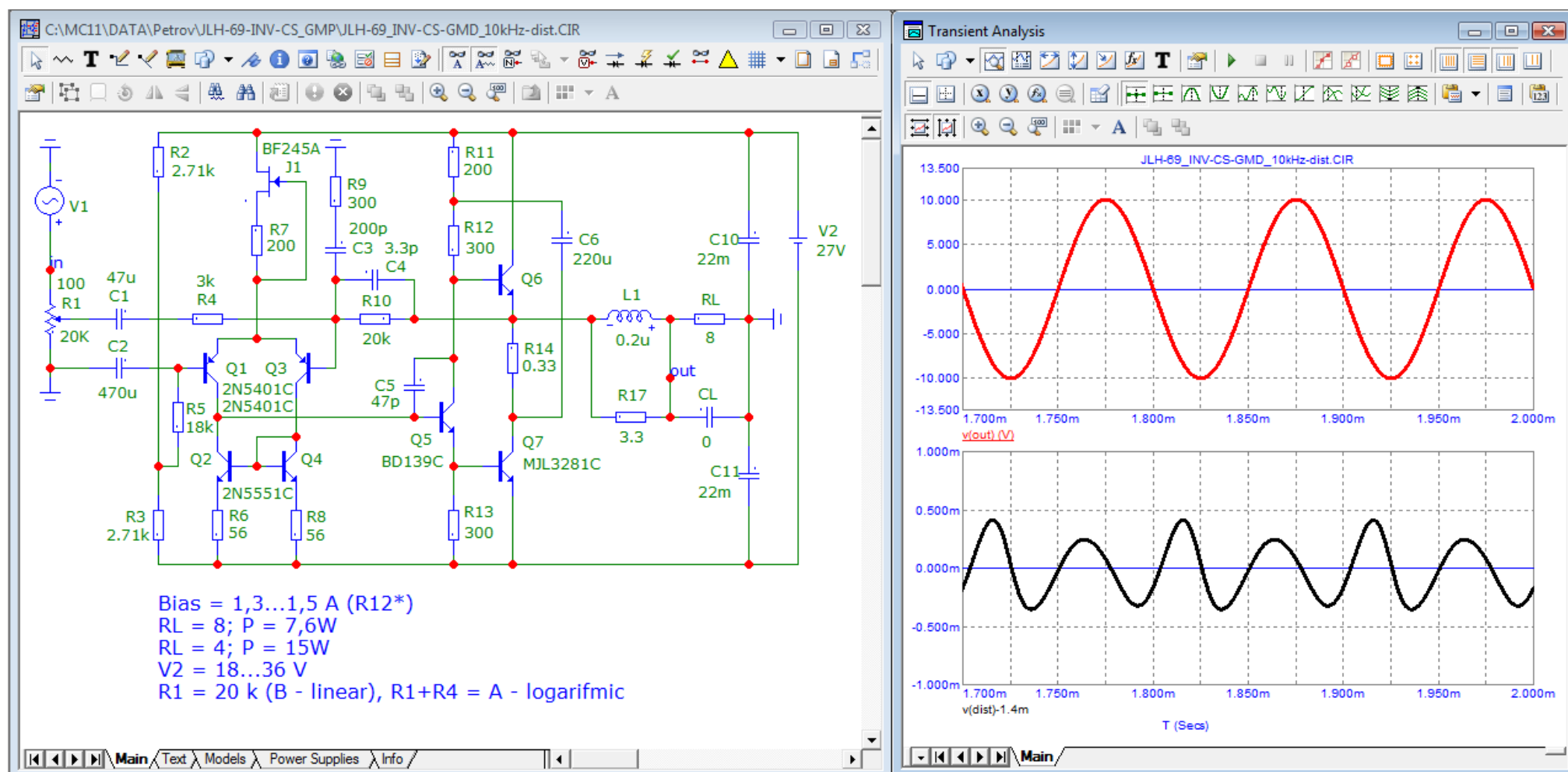


Рис. 9

Выделение продуктов искажений с помощью режекторного фильтра также подтверждает что в спектре в основном одна 2-я гармоника уровнем около 0,3 мВ что от уровня 10 В составляет 0,003%. Это подтверждает и стандартный тест на THD, рис. 10. Возникающее на выходе смещение 1,4 мВ учтено вычитанием этой постоянной составляющей из продуктов искажений.

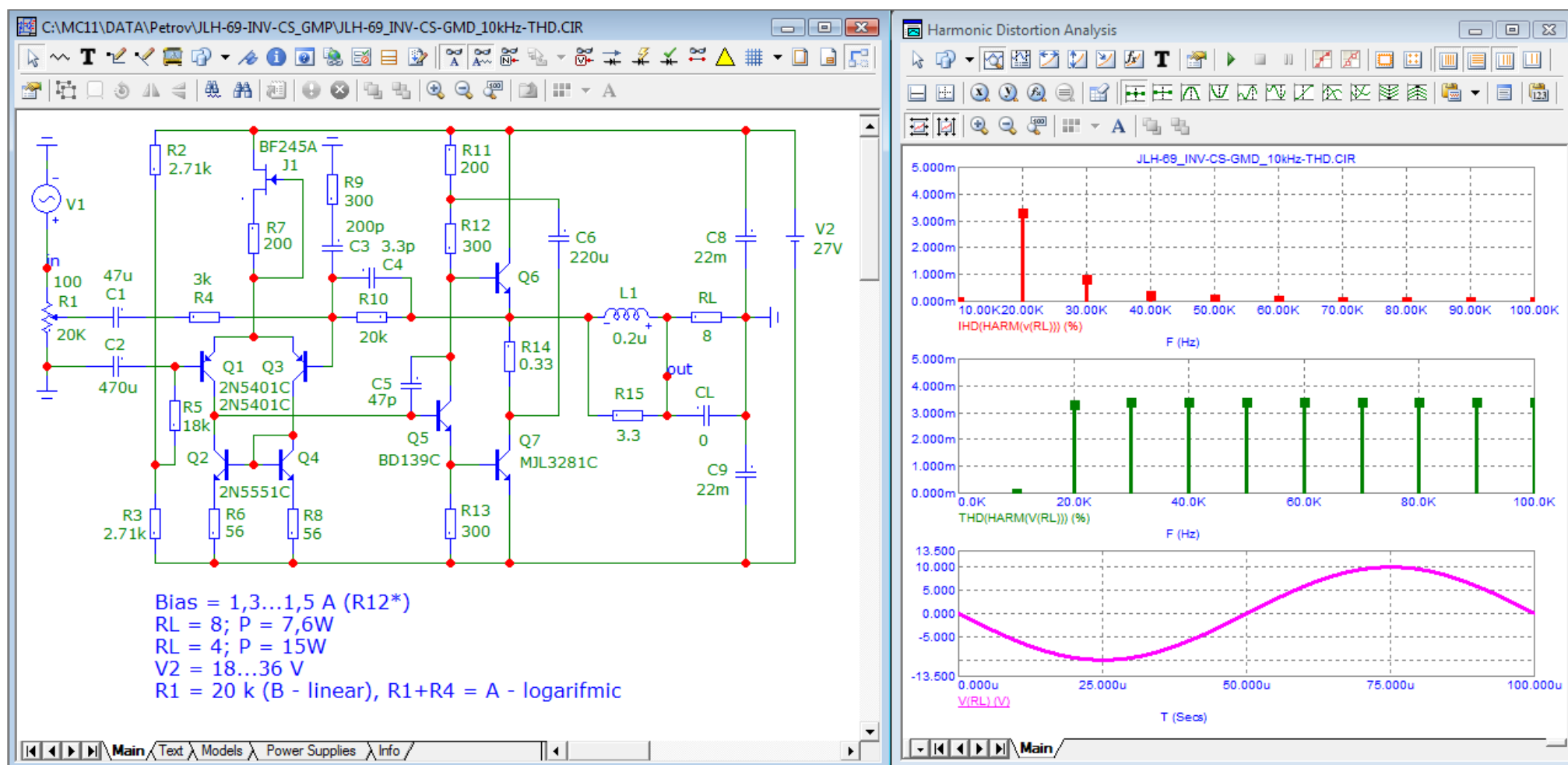


Рис. 10

Проведем измерение векторных погрешностей, а также всех видов искажений с помощью компенсационного метода, рис. 11

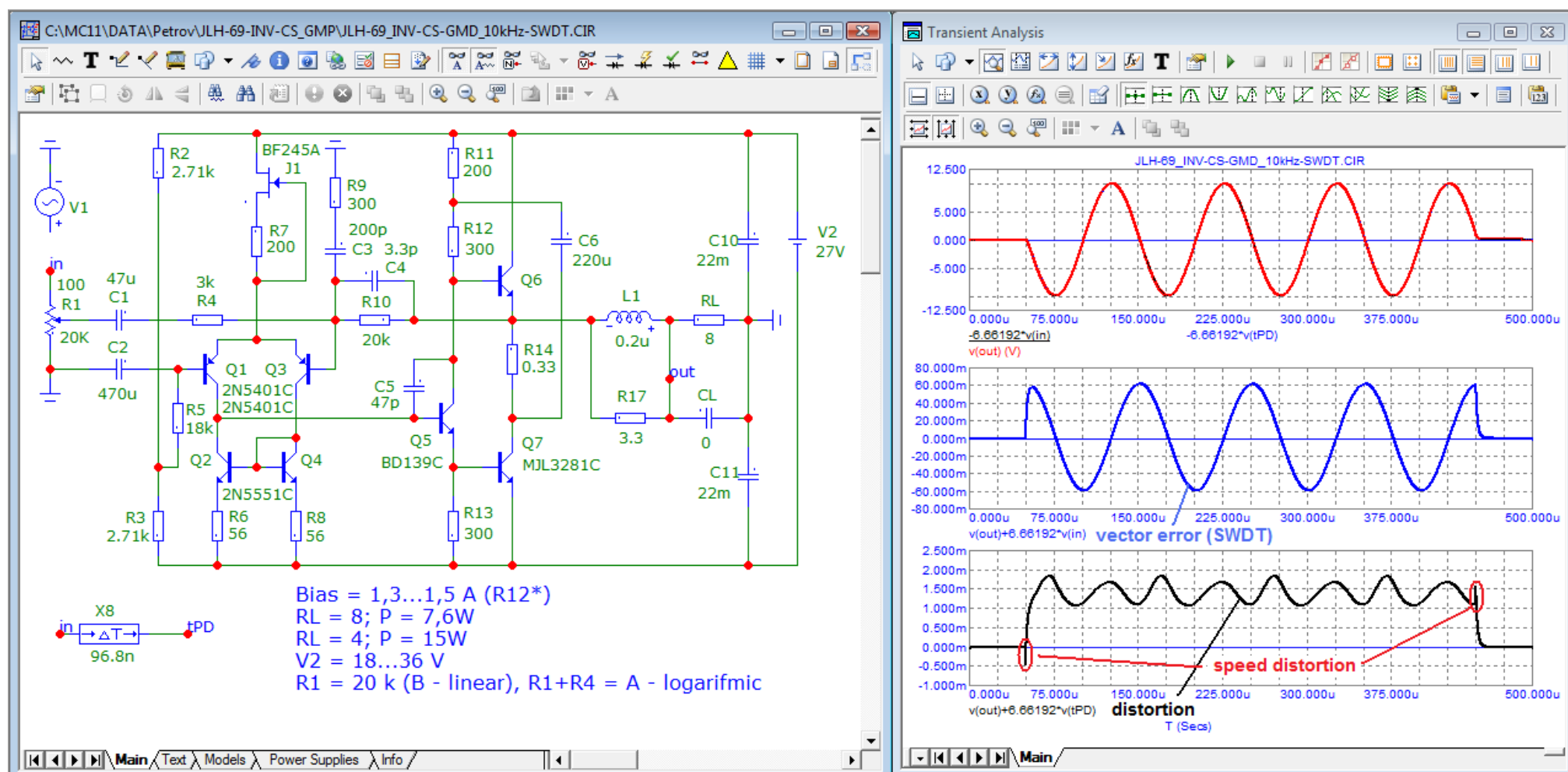


Рис. 11

Измерение искажений компенсационным методом дает такую же амплитуду и форму продуктов искажений в установившемся режиме как и при измерениях с помощью режекторного фильтра (рис. 9). Продукты искажений также имеют смещение примерно 1,4 мВ. Амплитуда скоростных искажений равна примерно 0,5 мВ, по сути на уровне нелинейных искажений в установившемся режиме.

Проведем аналогичный тест с применением треугольного сигнала, рис. 12

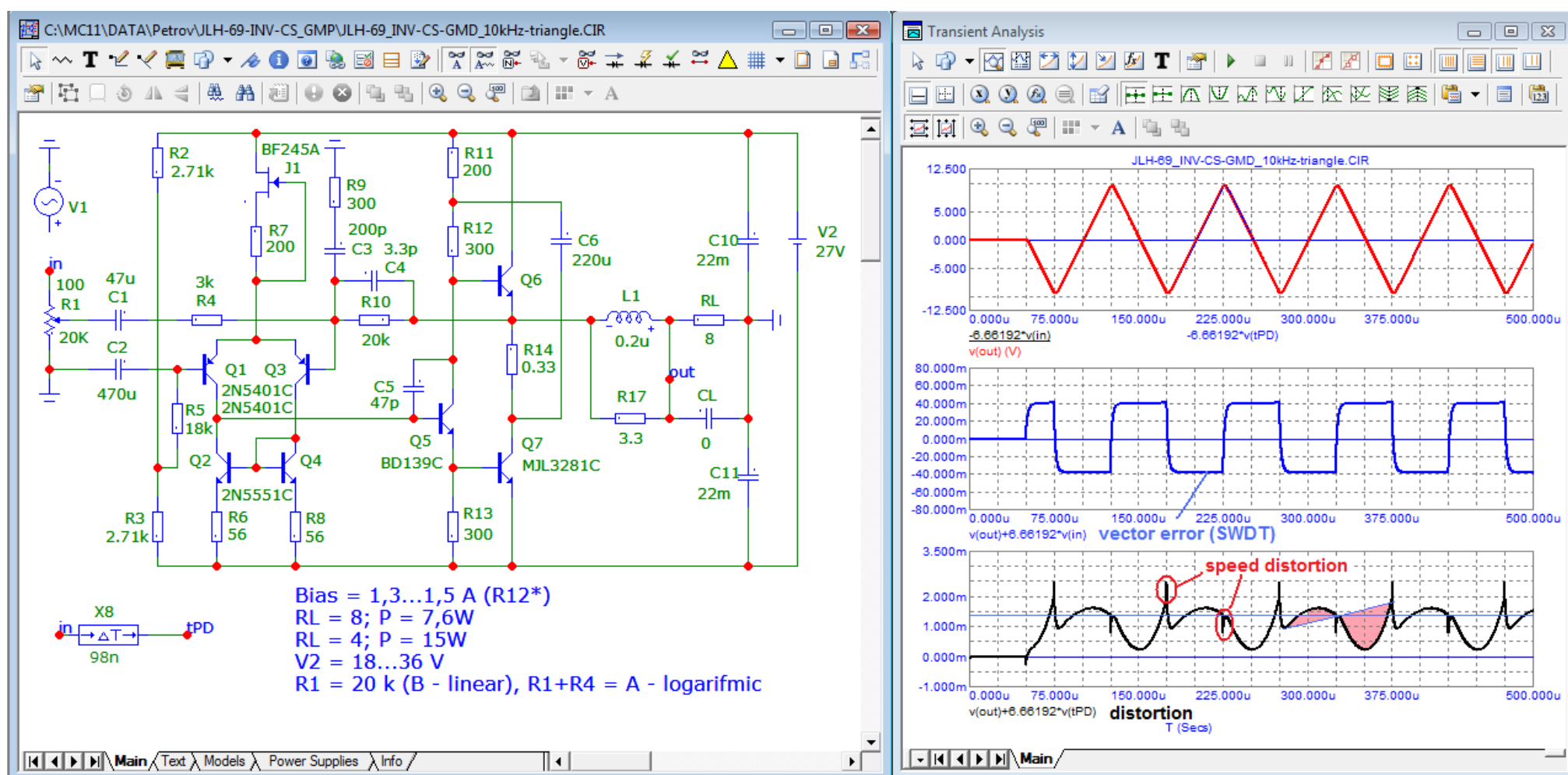


Рис. 12

На треугольном сигнале в продуктах искажений отчетливо видна нелинейность передачи фронтов сигнала (выделено розовым цветом). При амплитуде сигнала от пика до пика 20 В максимальная амплитуда нелинейности имеет место на заднем фронте сигнала и равна примерно 1,5 мВ что от 20 В составляет 0,015%. Скоростные искажения примерно на таком же уровне как и в предыдущем тесте и носят кратковременный характер.

Измерим интермодуляционные искажения, рис. 13

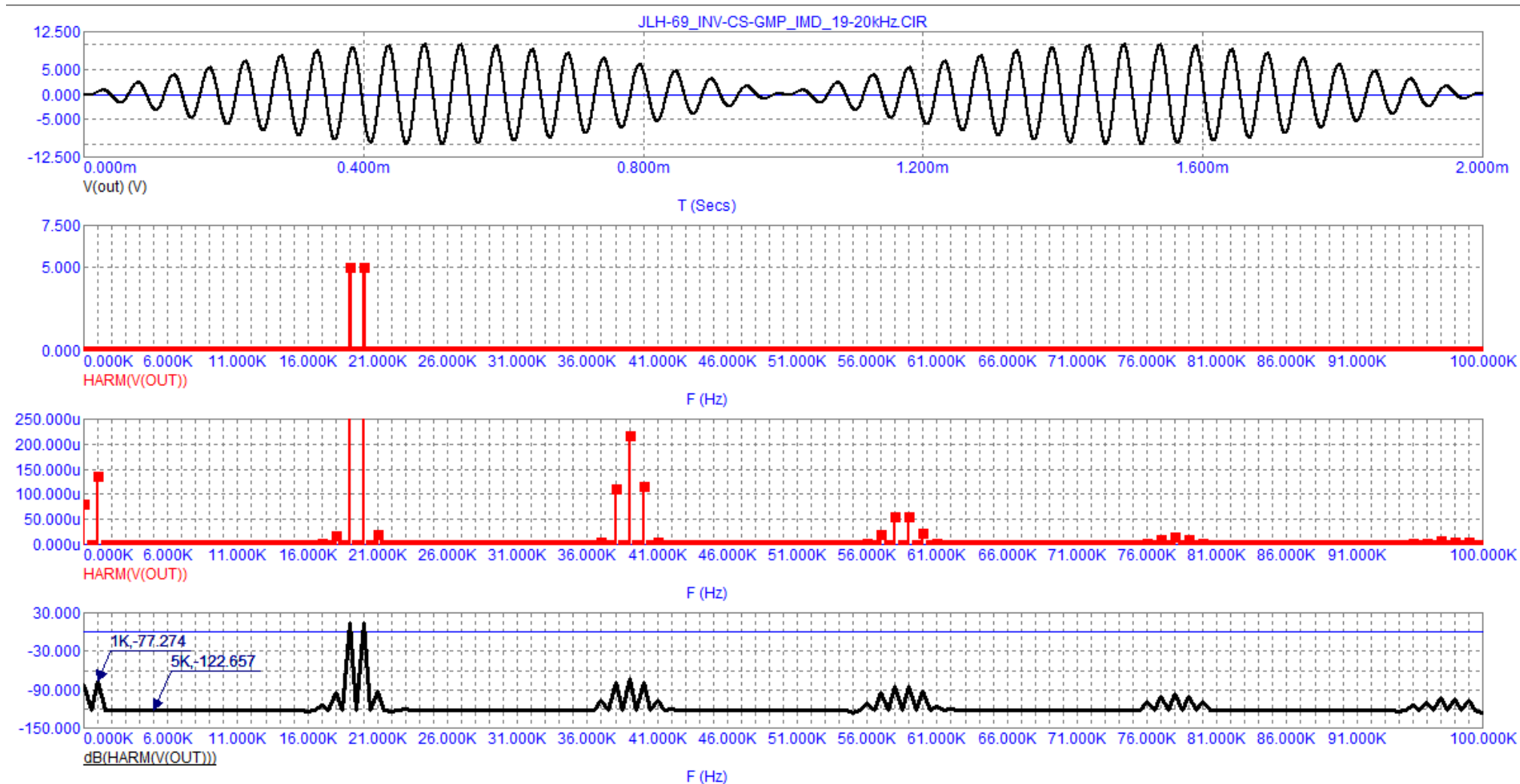


Рис. 13

Из теста видно что уровень ИМИ на частоте 1 кГц равен -77 дБ, а уровень продуктов искажений (шумовой подставки) в звуковой полосе ниже -120 дБ.

Проведем этот же тест с последней авторской модификацией JLH-2000, рис. 14

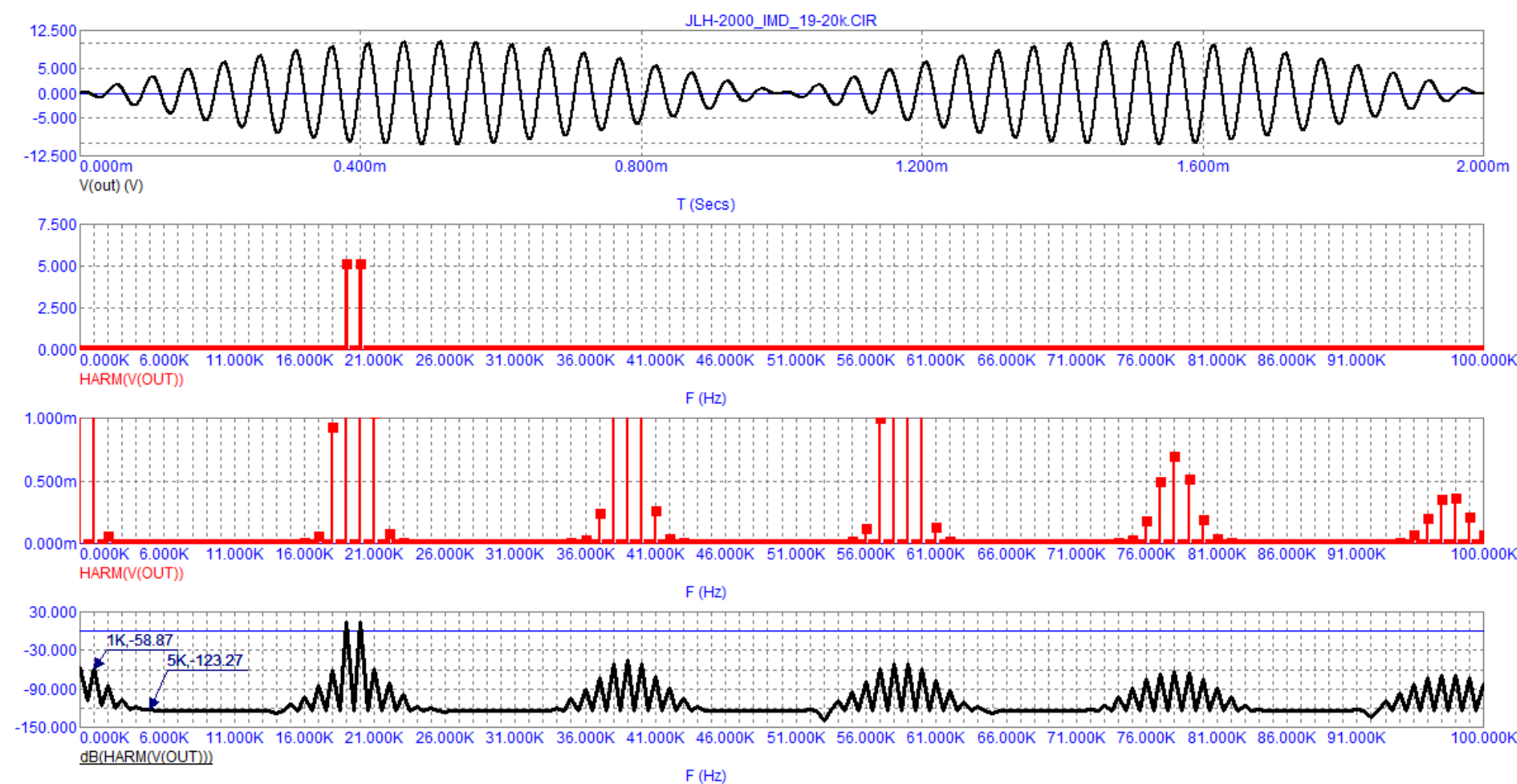


Рис. 14

Из теста видно что уровень ИМИ на 1 кГц существенно выше (-59 дБ), выше и другие продукты искажений чем в модифицированной версии, но шумовая подставка в звуковой полосе такая же низкая (-123 дБ).

Проверим работоспособность усилителя на частоте 400 кГц, рис. 15

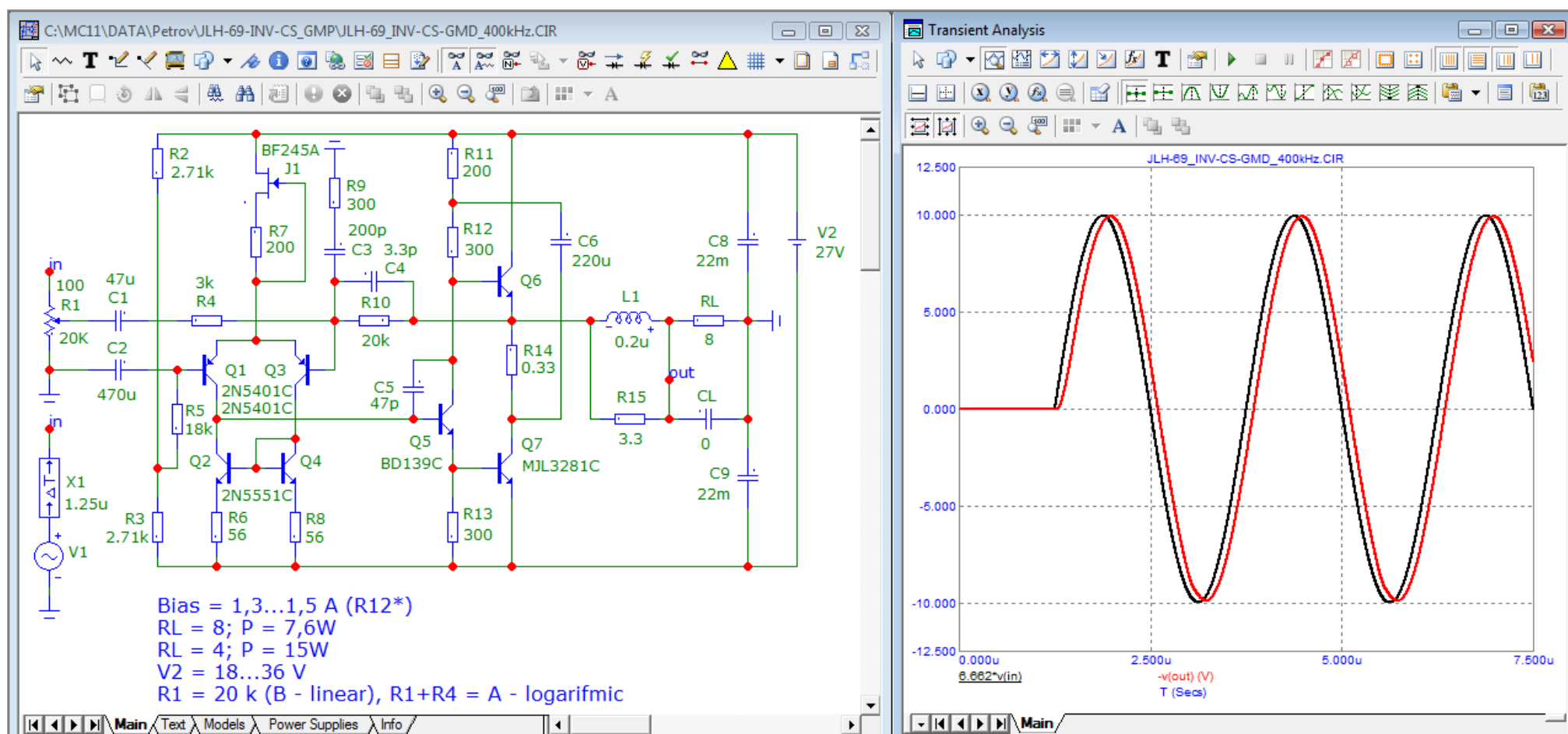


Рис. 15

Как видно из теста усилитель хорошо справляется с частотой 400 кГц, видимых невооруженным глазом искажений нет, коэффициент усиления по напряжению такой же как и в области звуковых частот. Имеют место только линейные искажения в виде сдвига по фазе.

Для сравнения проведем аналогичный тест на частоте 250 кГц модели оригинальной схемы усилителя JLH-69, рис. 16.

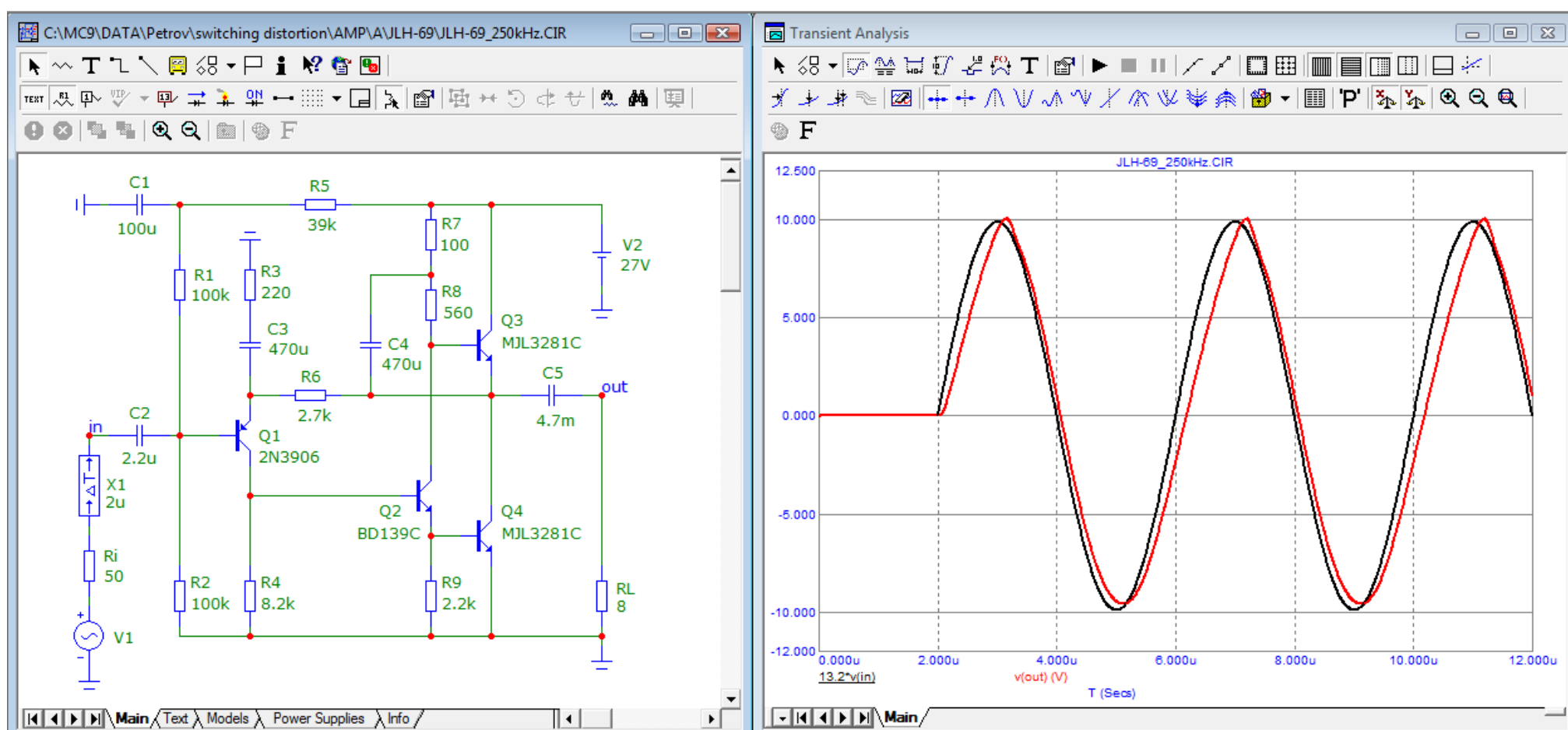


Рис. 16

Полоса полной мощности усилителя JLH-69 вдвое ниже — всего 200 кГц. На частоте 250 кГц мы уже видим проявление ТИМ-искажений на положительном фронте сигнала. 7

Подадим на вход усилителя прямоугольный сигнал частотой 20 кГц пропущенный через ФНЧ 400 кГц, рис. 17

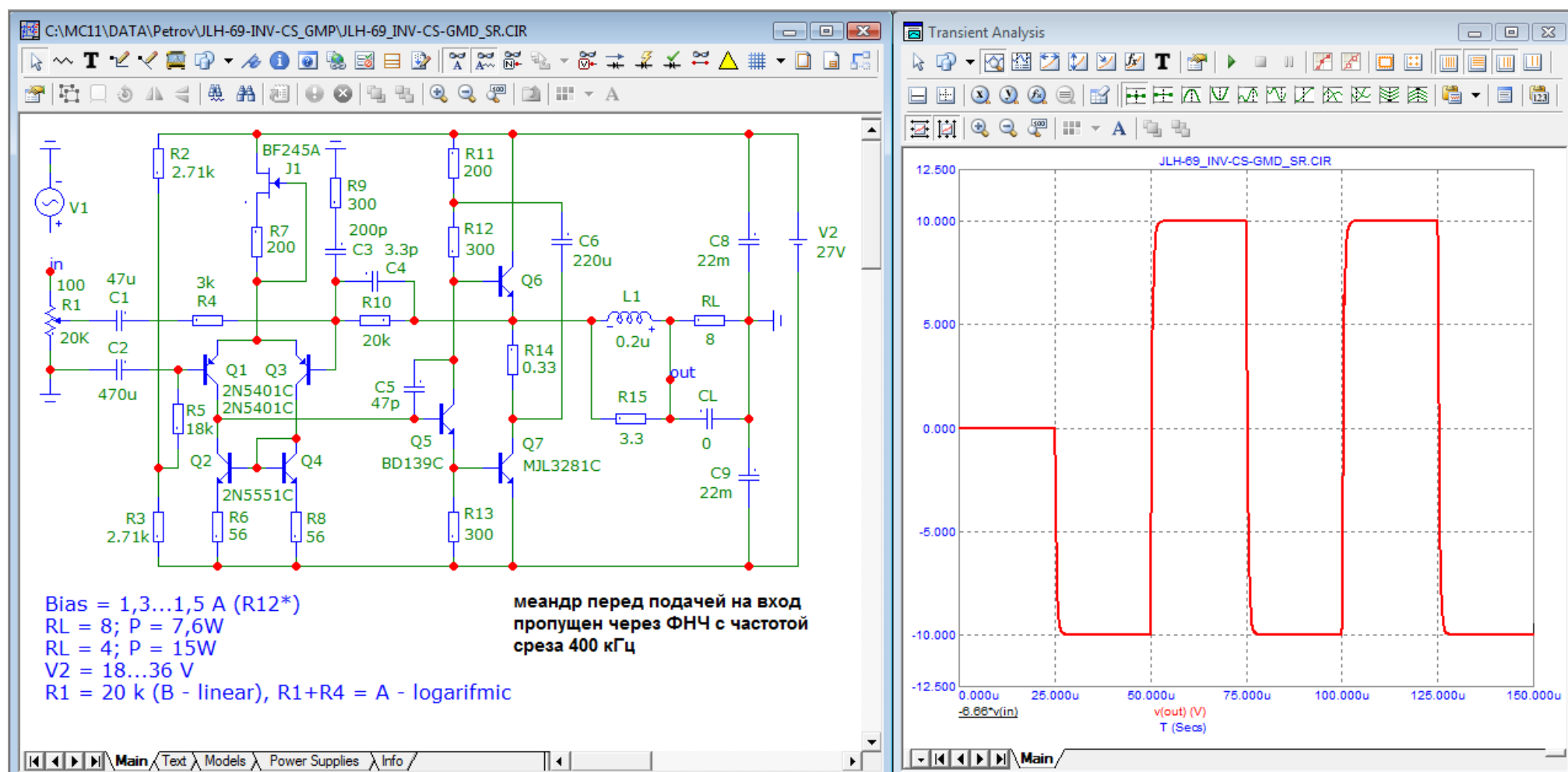


Рис. 17

Из теста видно что выходной сигнал практически полностью повторяет нормированный входной сигнал (выходной сигнал и нормированный входной сигнал сливаются) без видимых искажений.

Для получения хорошего прямоугольного сигнала на частоте 20 Гц имеет смысл увеличить емкость конденсатора C1, рис. 18

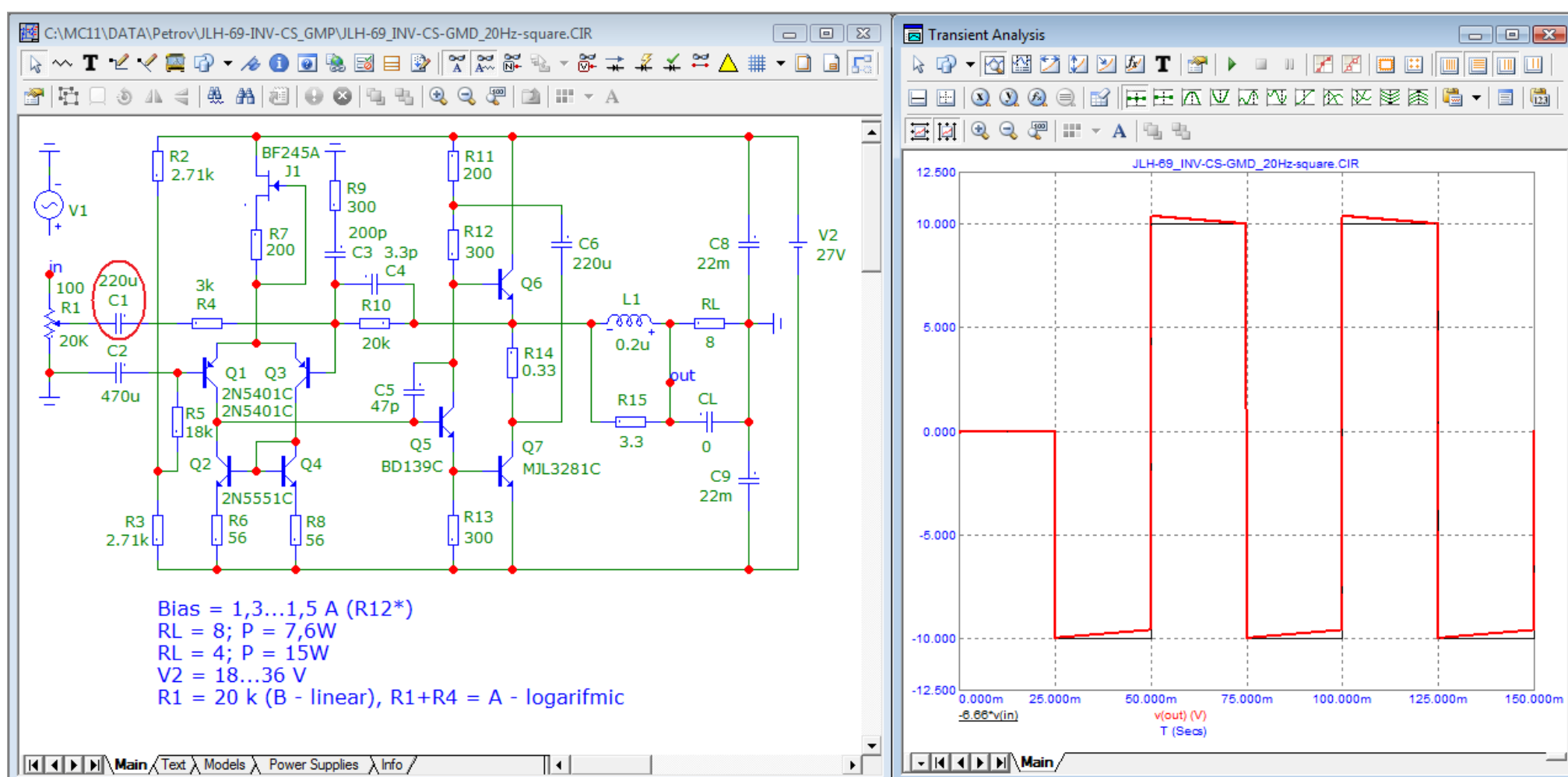


Рис. 18

Для частоты 20 Гц наклоны полог прямоугольного сигнала незначительны. Для этого достаточно сравнить их с наклоном полог оригинального усилителя [4] на частоте 100 Гц, рис. 19

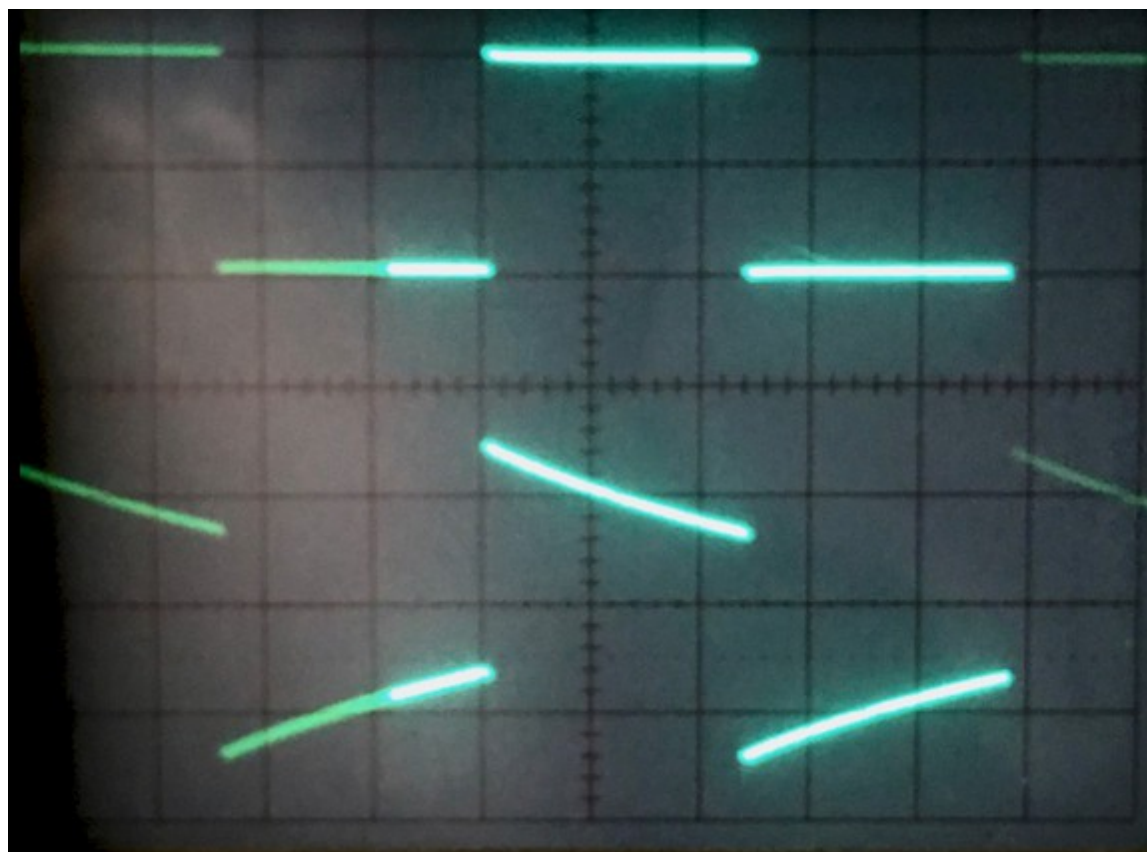


Рис. 19

Увеличение емкостей конденсатора C1 расширяет постоянство петлевого усиления в области НЧ до 7 Гц, рис. 20

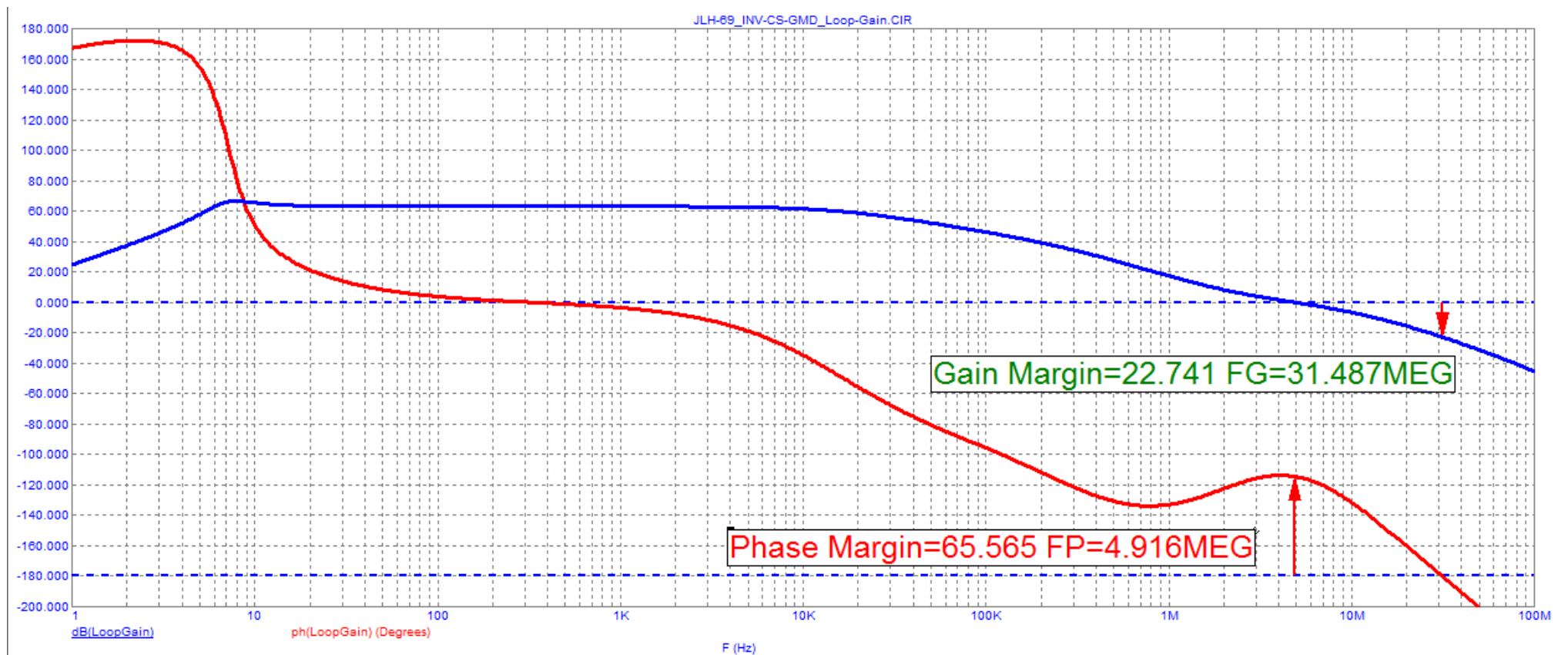


Рис. 20

Проверим работу усилителя бурстами частотой 20 Гц, рис. 21

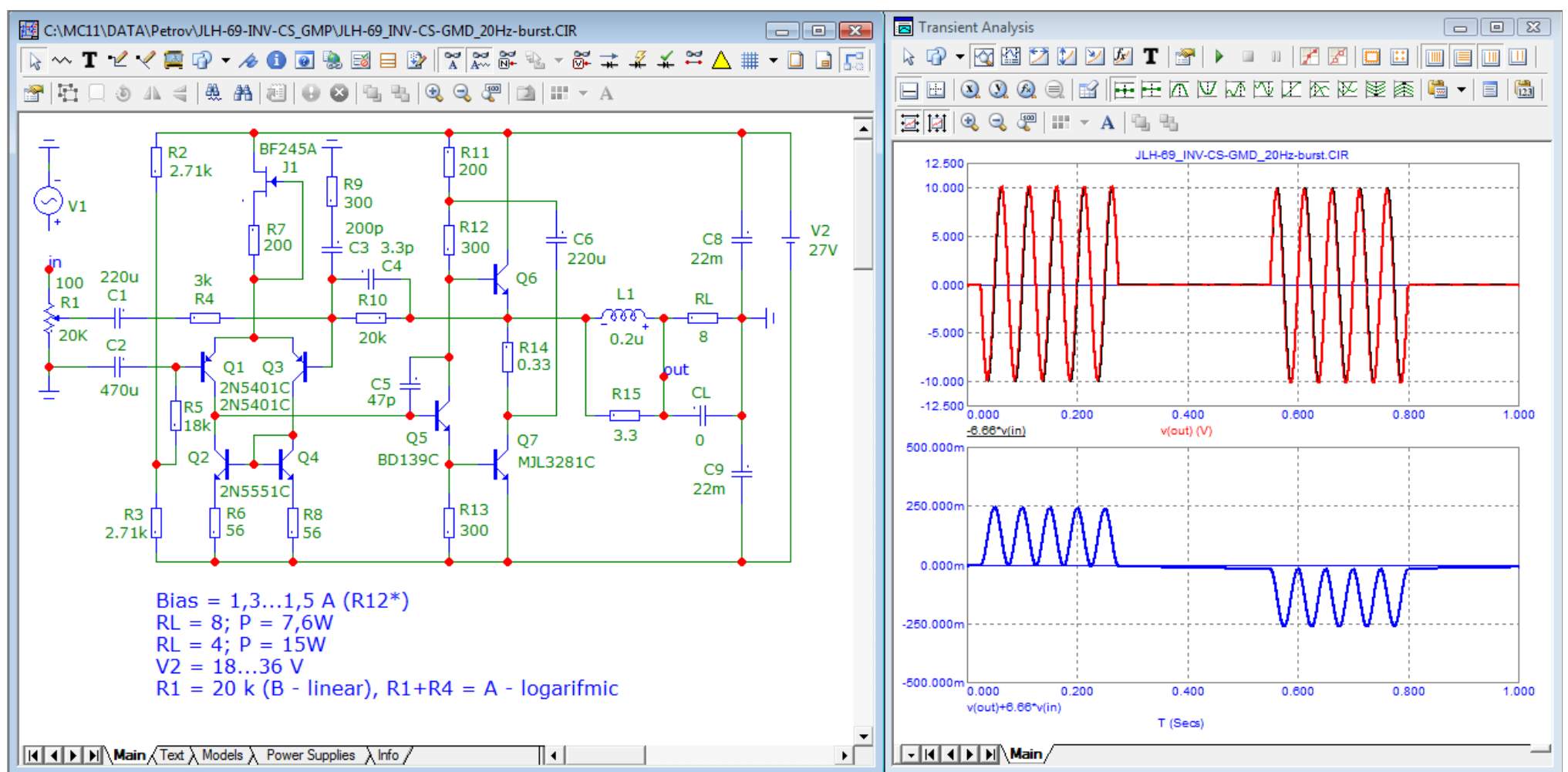


Рис. 21

Увеличение номинала конденсатора C1 хорошо сказывается на усилении бурста частотой 20 Гц. Для сравнения посмотрим аналогичный тест усилителя BC-1, рис. 22

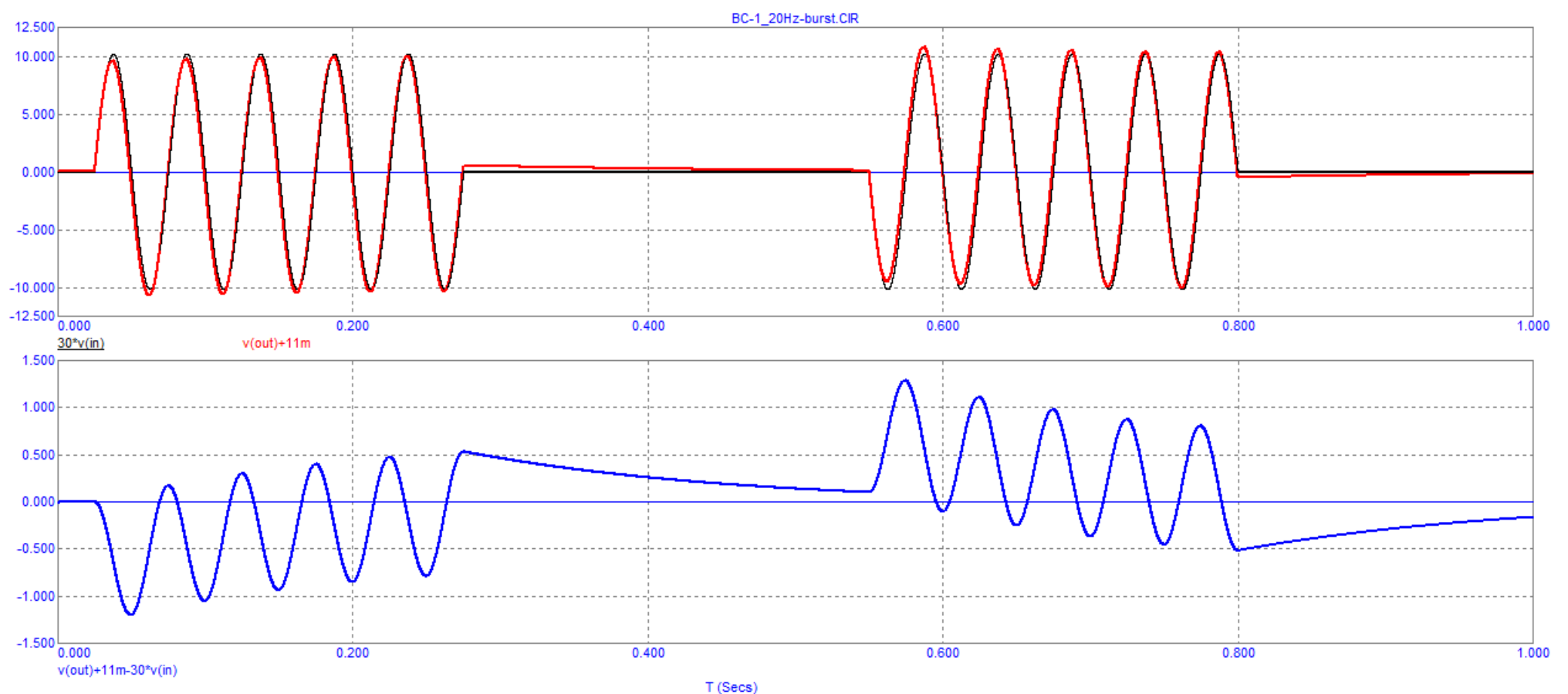


Рис. 22

Как показывает тест амплитуда переходных искажений в усилителе Боба Корделла BC-1 при такой же амплитуде выходного напряжения в 5 раз выше.

Оригинальный усилитель имеет малую нагрузочную способность, поэтому его желательно использовать с высокоомной акустикой, например 12...16 Ом. Проверим инвертирующий вариант усилителя в режиме клипирования на нагрузке 4 Ома, рис. 23

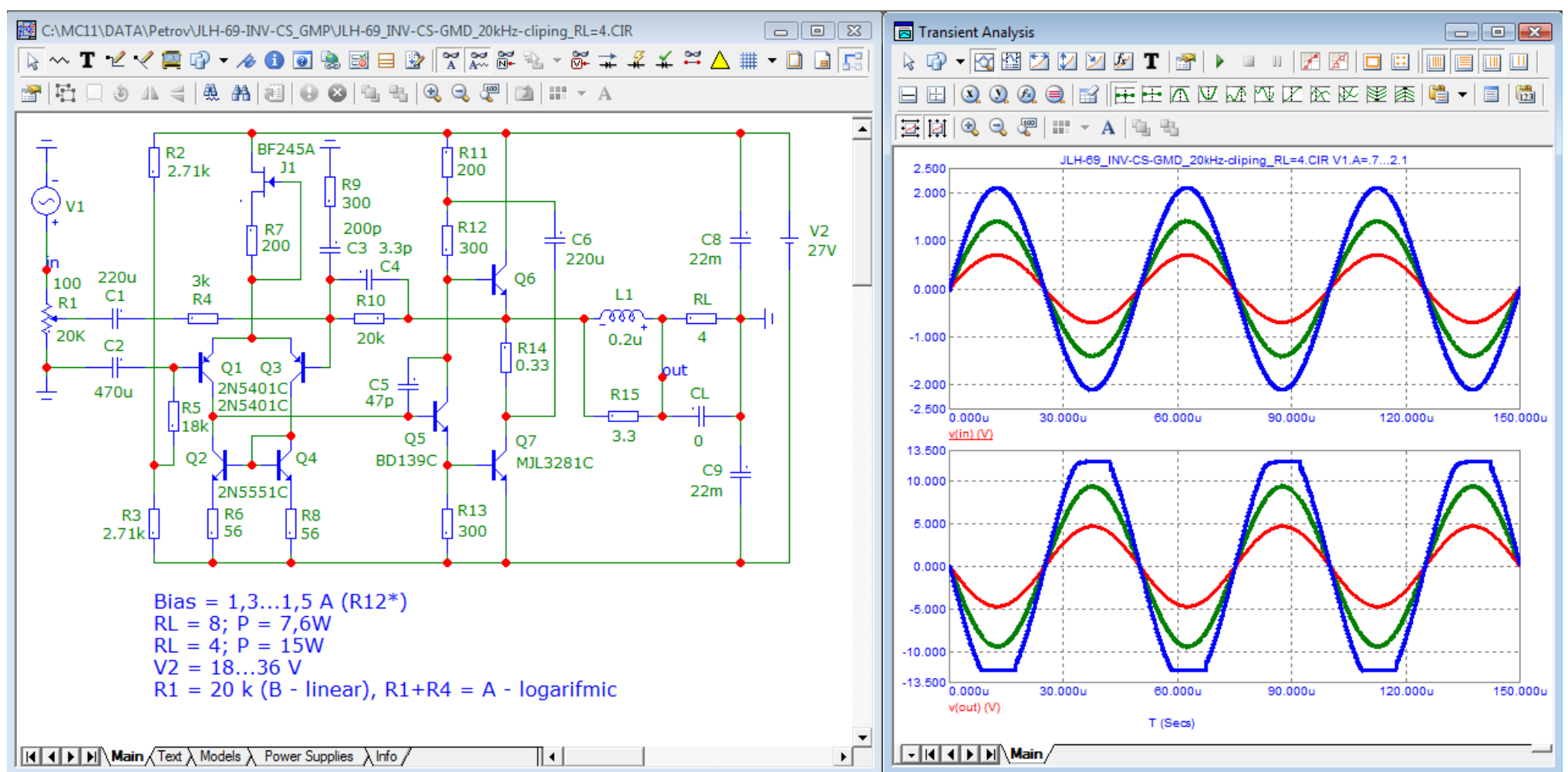


Рис. 23

Тест показал что клипирование сигнала симметричное, а выходное напряжение мало чем уступает Rail-to-Rail. На нагрузке 3 Ома выходное напряжение ограничено 9 В(пик), что позволяет предположить что и на нагрузке 8 Ом усилитель будет работать прекрасно.

С описанием оригинальной схемы и другими материалами (в том числе и с версией 2000 года) можно ознакомиться в [5] и [6].

Проверим помехоустойчивость по питанию оригинальной схемы, рис. 24

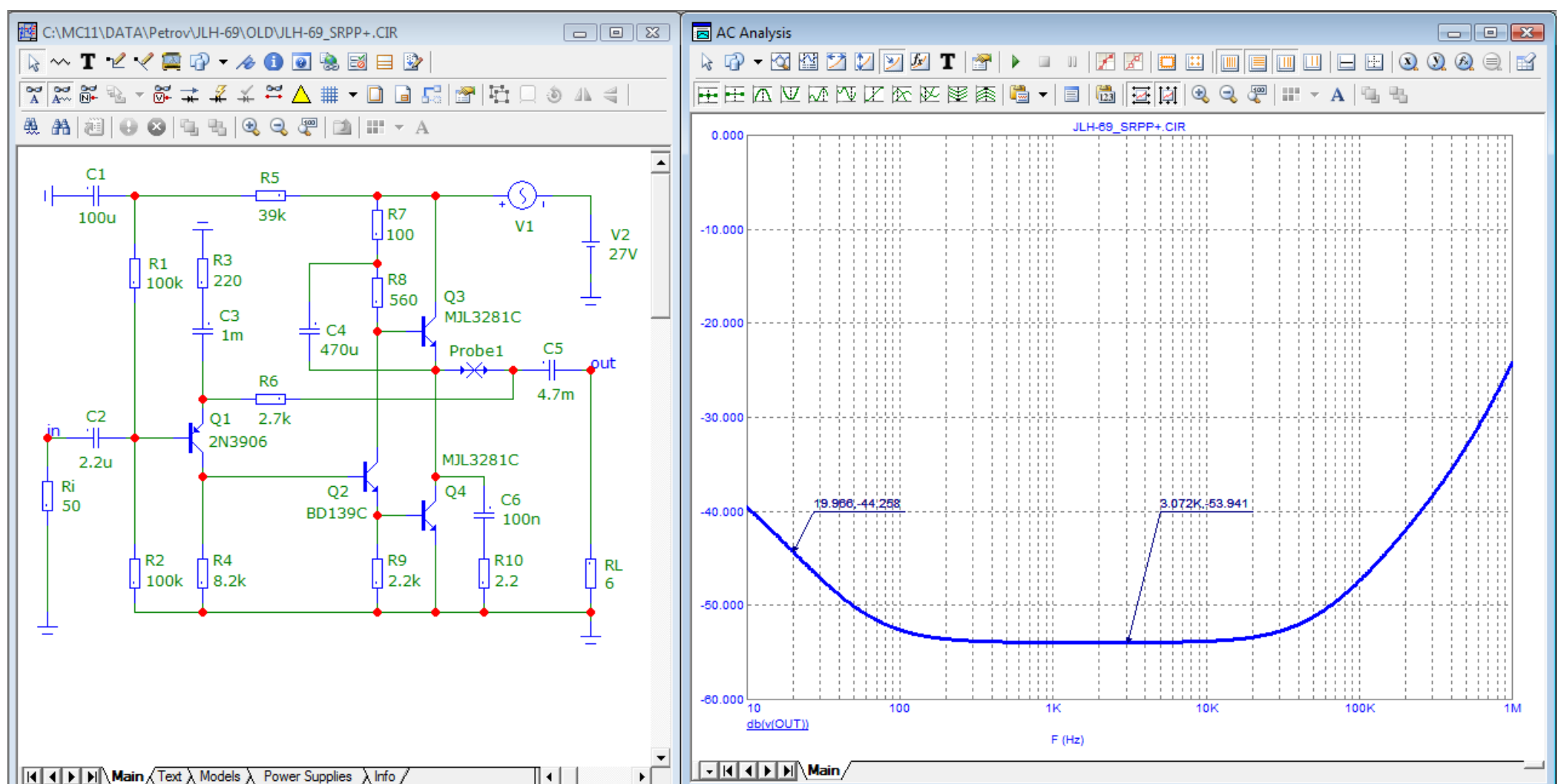


Рис. 24

В области наибольшей чувствительности слуха подавление пульсаций питания равно 54 дБ, а на частоте 20 Гц — 44 дБ.

Модифицированный вариант имеет двухполярное питание, поэтому проверим SRPP(+) и SRPP(-), рис. 25 и рис. 26 соответственно.

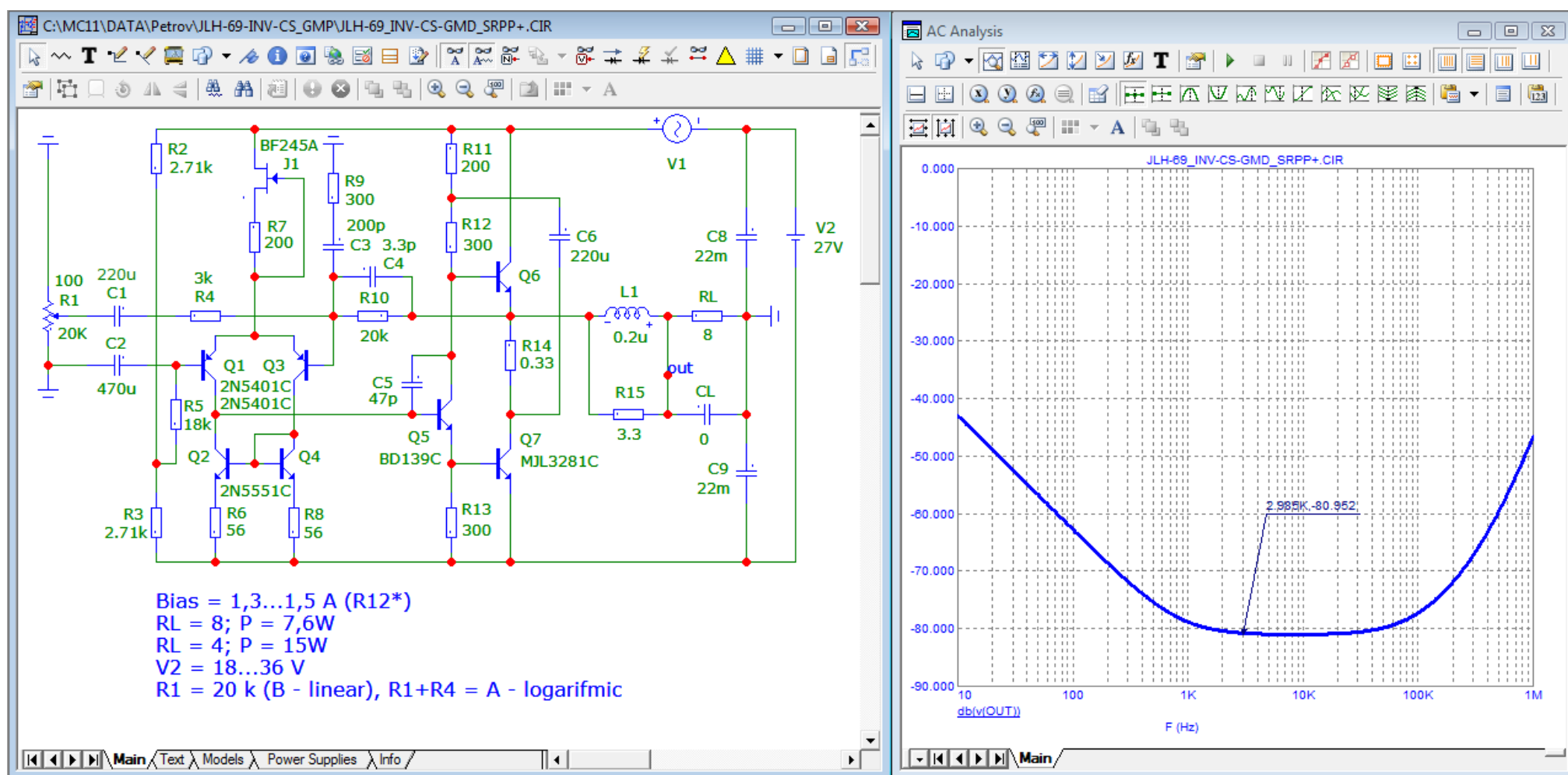


Рис. 25

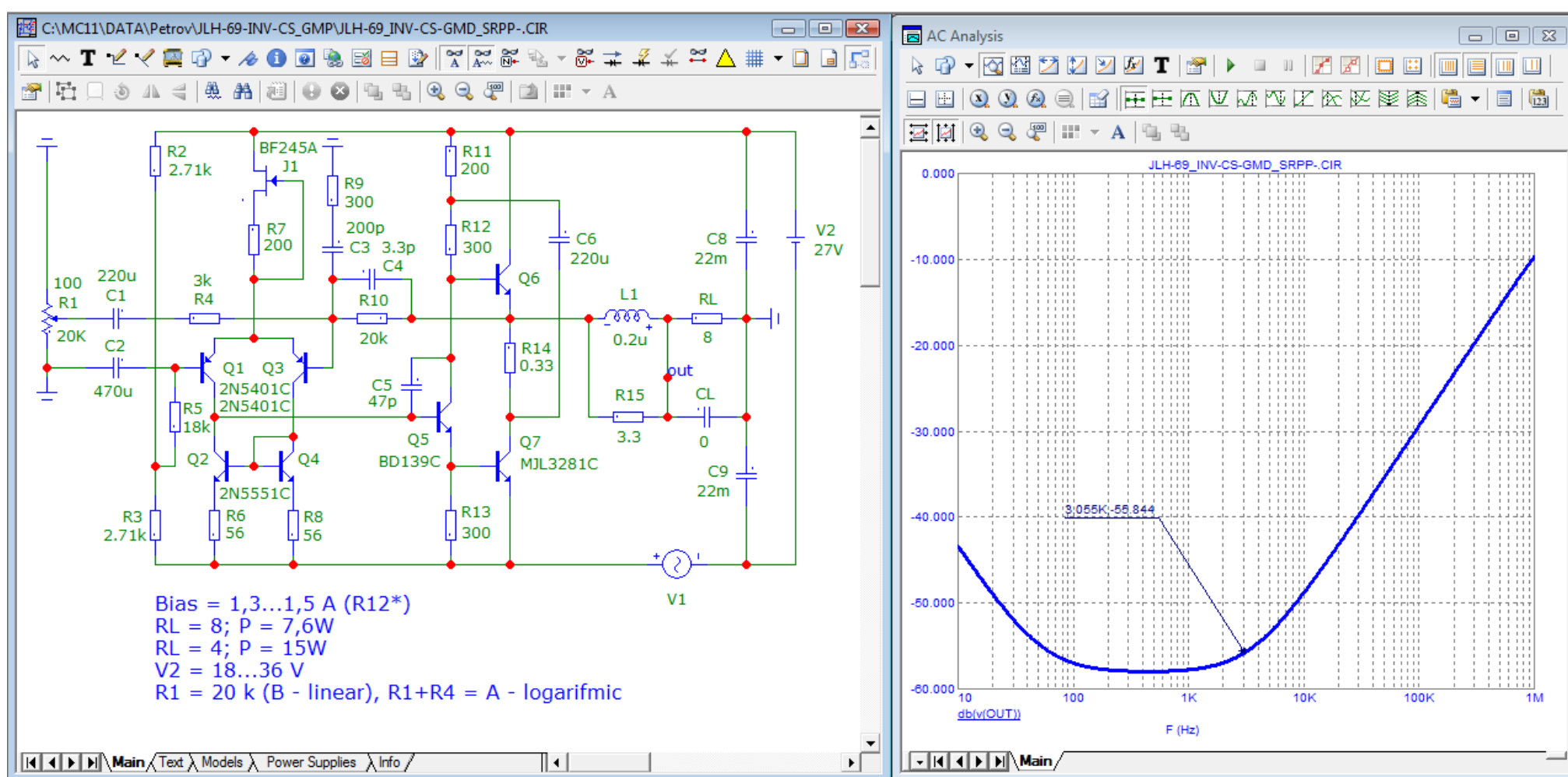


Рис. 26

Результат теста показал что проникание помех с положительной шины питания в области наибольшей чувствительности слуха составляет — 81 дБ, а с отрицательной — 56 дБ.

По поводу устойчивости к реактивным нагрузкам Бен Дункан пишет следующее [7]:
«Некоторые усилители мощности, часто с уменьшенной или отсутствующей глобальной ООС, работают с выходными цепями, часто состоящим только из цепи Цобеля. Это так называемые «выходные безиндукторные типы». Впервые они появились в начале 1980-х годов после того, как некоторые британские производители высококлассных и малобюджетных бытовых усилителей мощности обнаружили постоянное и ценное улучшение качества звука при удалении выходной катушки индуктивности. Поскольку индуктор почти наверняка был не того номинала, который требуется, это неудивительно. Девиз «никаких компонентов, если только они не необходимы» достоин восхищения, но безиндукторные усилители мощности известны тем, что становятся нестабильными по радиочастотам и даже взрываются при подключении акустических кабелей с низкой индуктивностью. Эта проблема определенно находится на стороне поставщика усилителя, если только производитель не указывает конкретные кабели, которые можно или нельзя использовать.»

Примечание. Погонная индуктивность проводника диаметром 1 мм равна 1,5 мкГн. Для обеспечения устойчивости усилителя часто достаточно 0,1...0,2 мкГн (по крайней мере виртуально).

Индуктивность $L1 = 0,2 \text{ мкГн}$ состоит из 4-х витков провода диаметром 1 мм намотанных виток к витку на оправке 9 мм.

Проведем еще один сравнительный тест на поведение продуктов искажений при изменении нагрузки между инвертирующей версией и оригинальной версией 2000-го года, рис. 27 и рис. 28

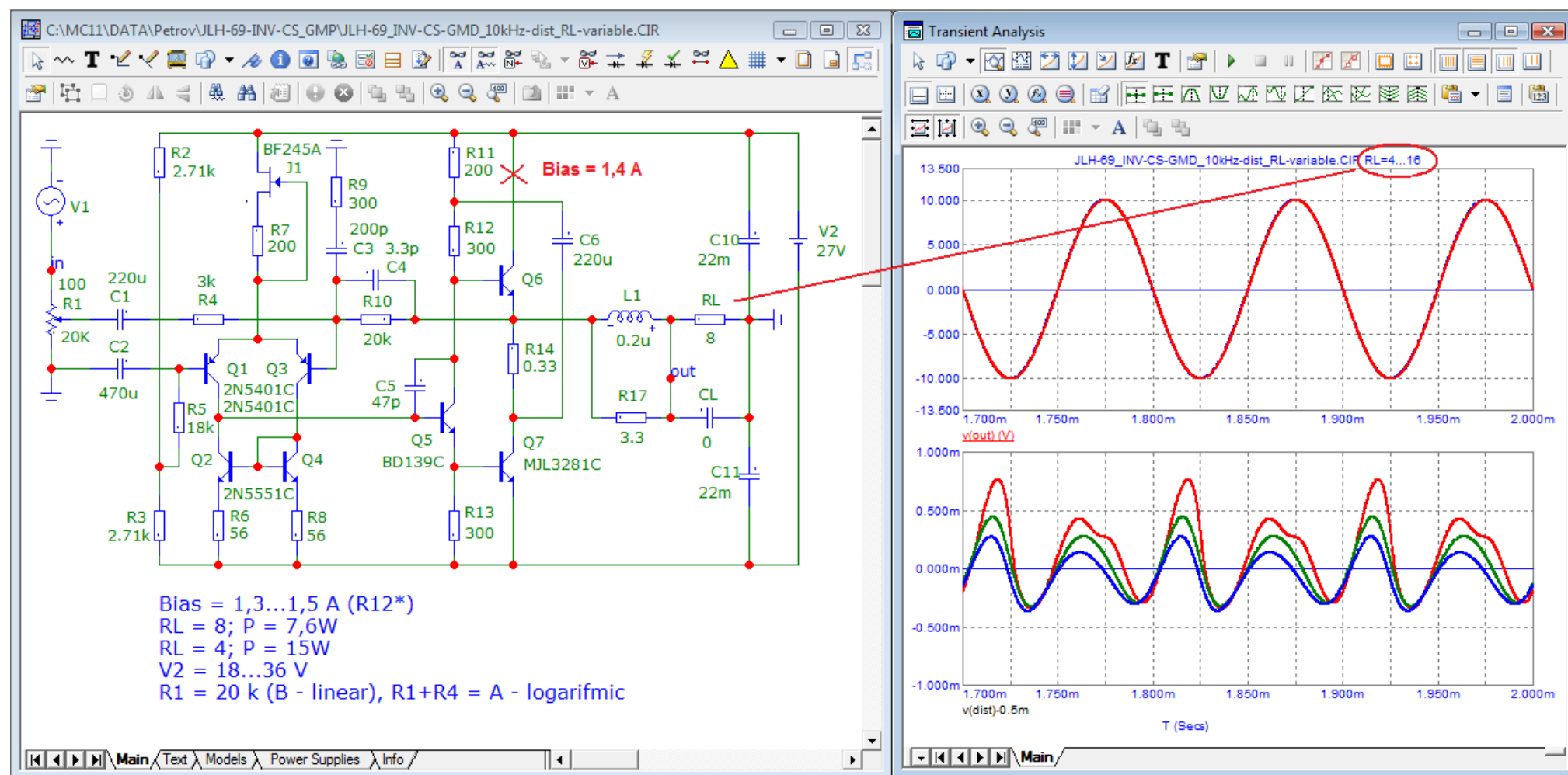


Рис. 27 Продукты искажений на частоте 10 кГц при изменении нагрузки от 4 до 16 Ом

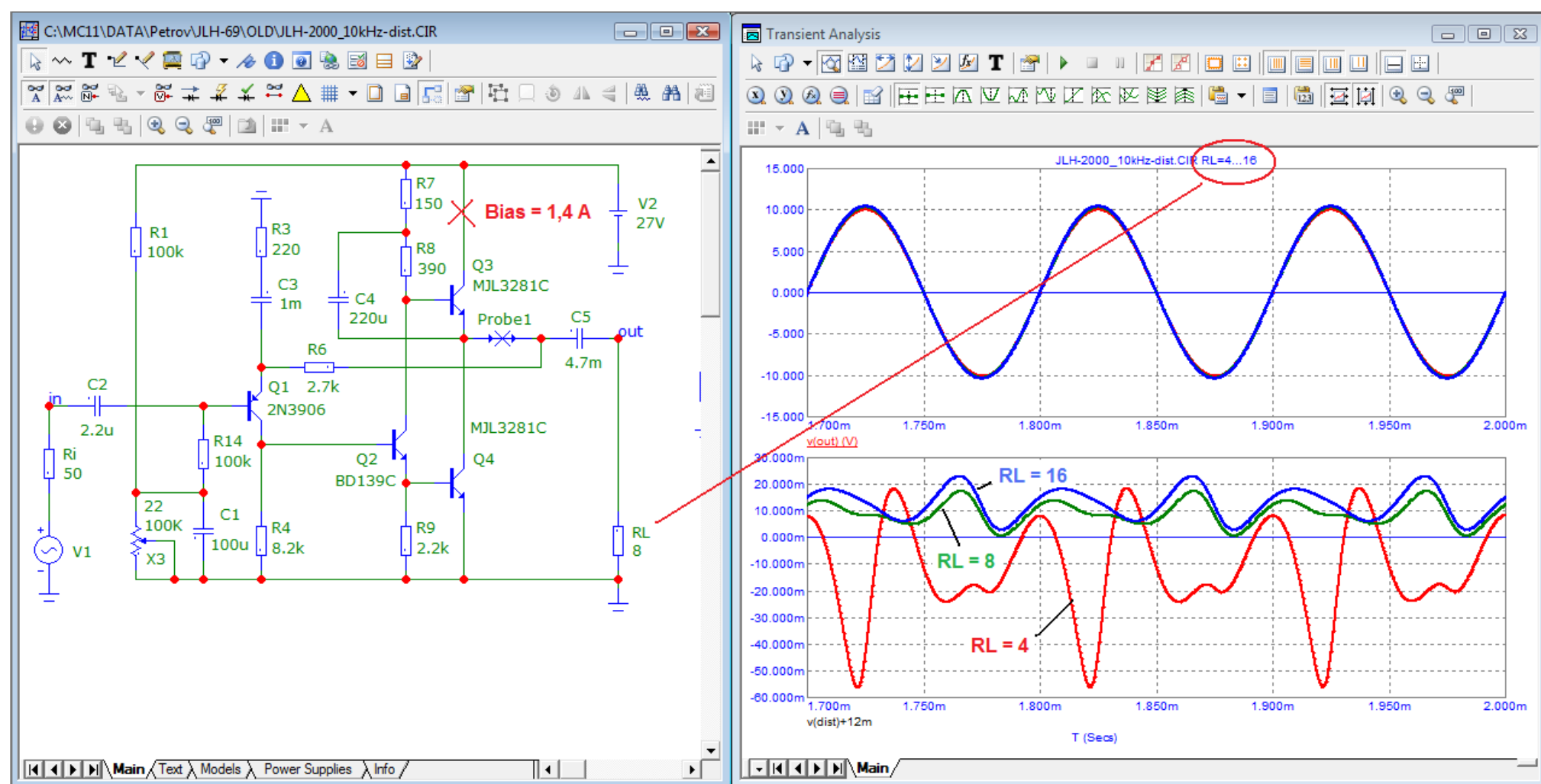


Рис. 28

Из теста видно что под влиянием изменения сопротивления нагрузки меняется характер искажений и постоянная составляющая в продуктах искажений болтается более 20 мВ.

Многие разработчики усилителей придают большое значение демпингфактору за который отвечает выходное сопротивление.

Например, Мати Отала был сторонником высокой частоты первого полюса при котором выходное сопротивление во всем звуковом диапазоне равно константа.

Проверим выходное сопротивление оригинальной схемы JLH-69 и модифицированной версии на частоте 20 кГц. При подаче напряжения равного RL (8 Вольт) выходное сопротивление примерно равно падению напряжения на выходе усилителя в Вольтах, рис. 29

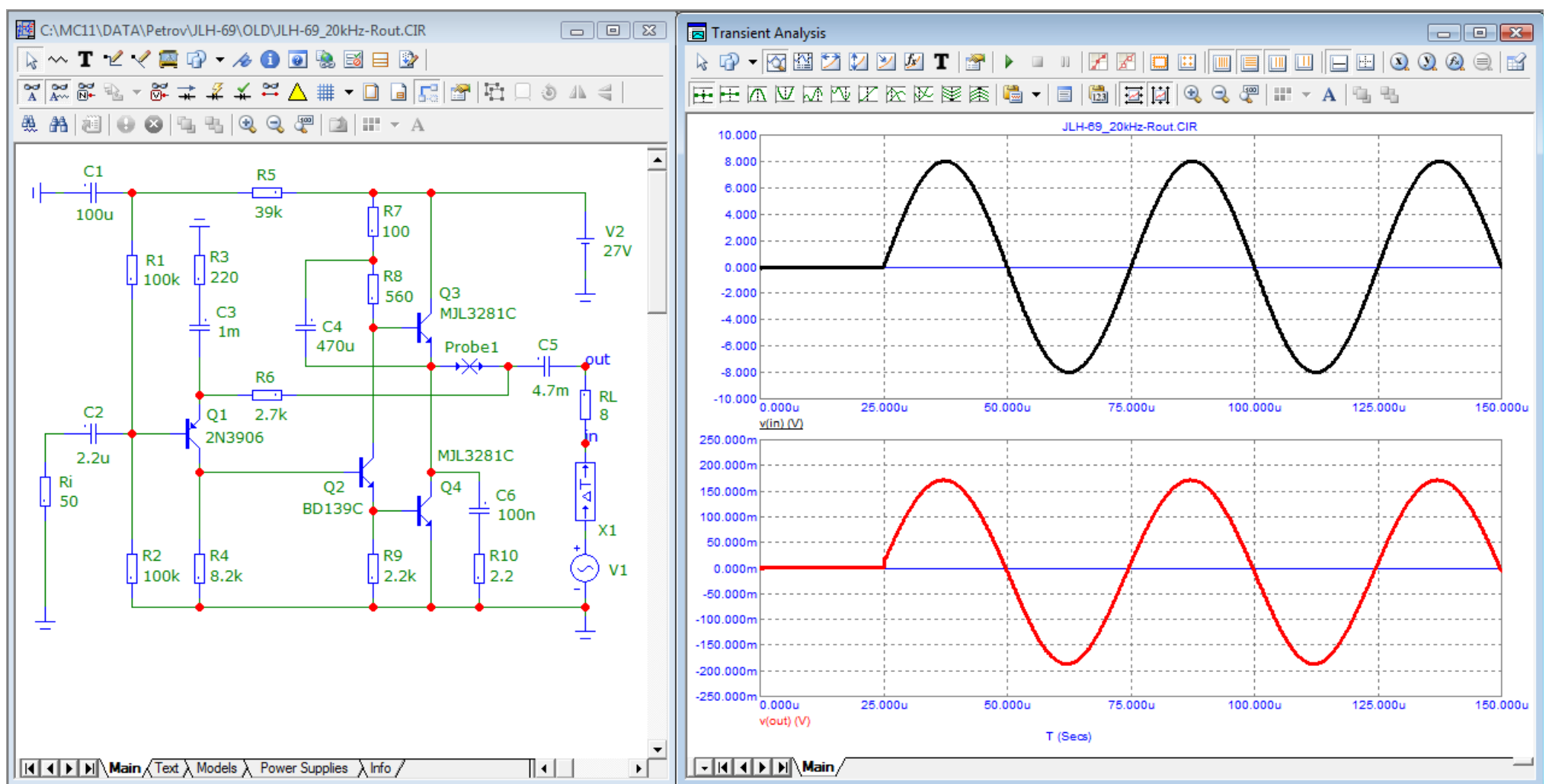


Рис. 29

В данном случае выходное сопротивление JLH-69 равно 0,175 Ом и оно в фазе с внешним напряжением. Проверим выходное сопротивление модифицированного варианта, рис. 30

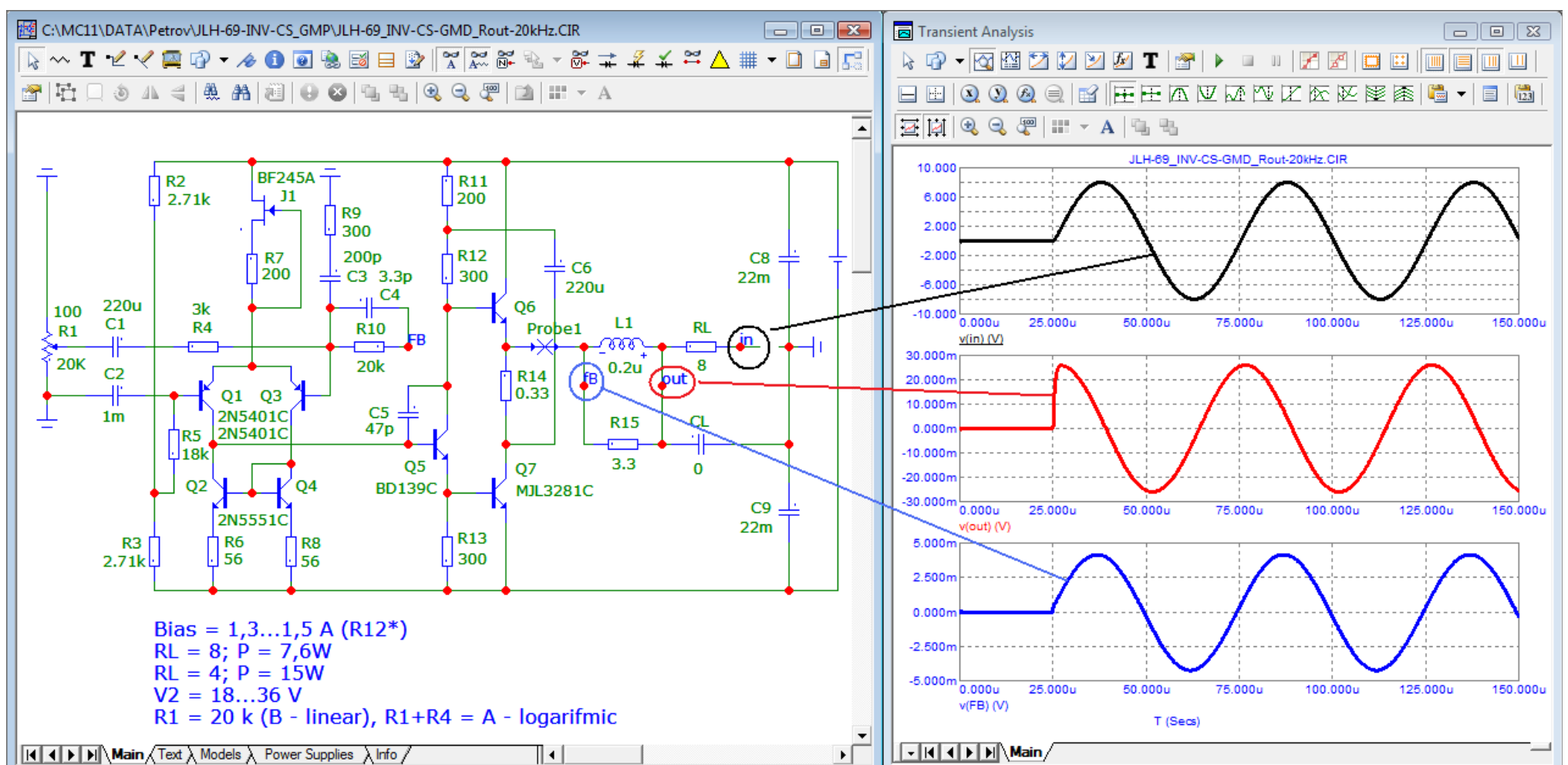


Рис. 30

Выходное сопротивление модифицированного варианта равно 0,025 Ом. При этом напряжение на выходе до индуктивности L1 равно всего 3,75 мВ или выходное сопротивление в этой точке равно 0,004 Ома и оно в фазе с внешним напряжением.

Для сравнения проверим выходное сопротивление усилителя BC-1, рис. 31.

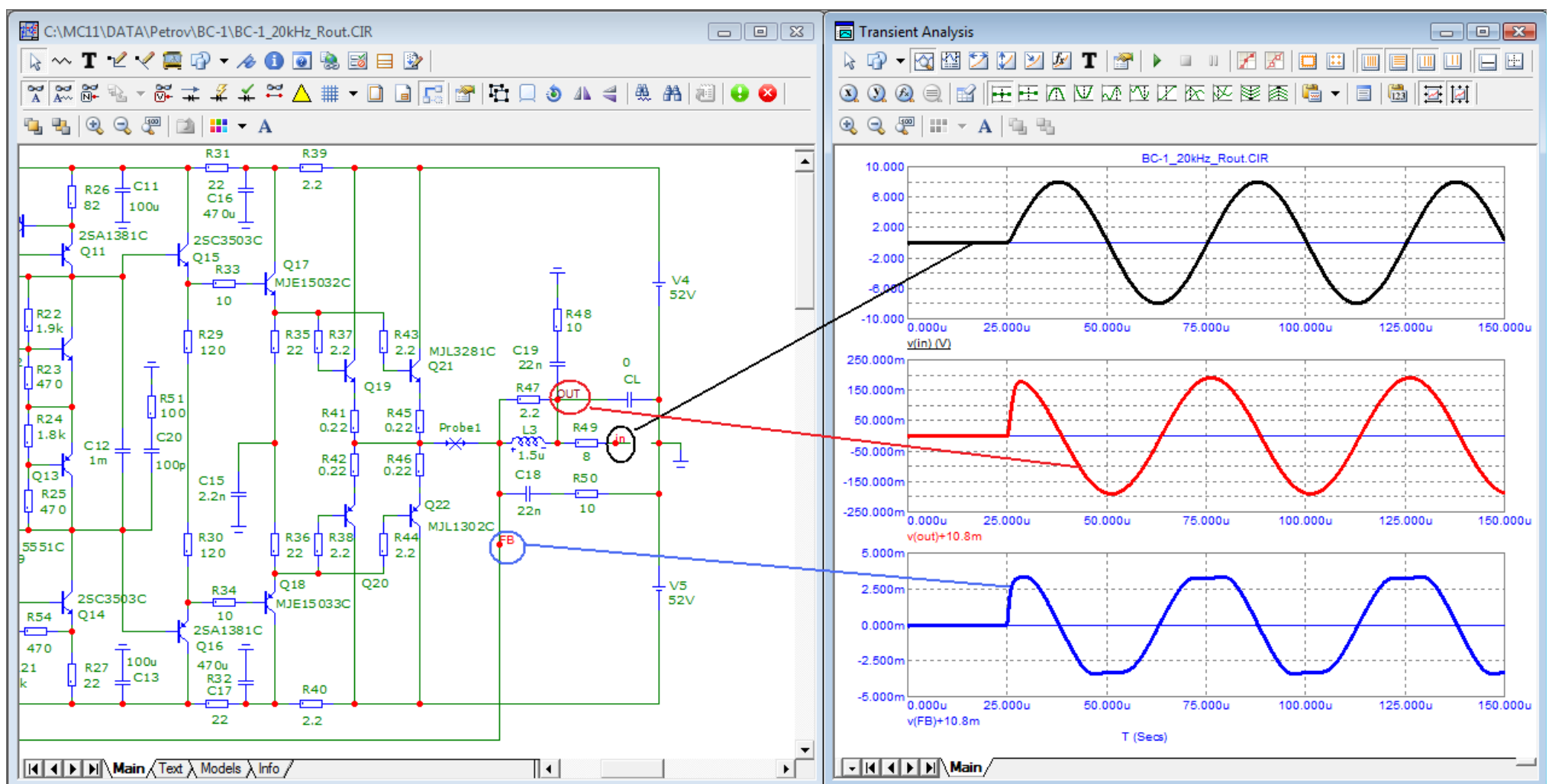


Рис. 31

Выходное сопротивление равно 0,2 Ома и сдвинуто по фазе на 90 градусов. Выходное напряжение до индуктивности L1 равно 0,003 мВ что означает что выходное сопротивление в этой точке равно 0,003 Ома, но оно сильно искажено и также сдвинуто на 90 градусов — результат низкой частоты первого полюса.

Можно измерить выходное сопротивление и с разомкнутой петлей обратной связи. Для этого достаточно включить в разрыв ОС индуктивность большого номинала и подобрать резистор нагрузки так чтобы напряжение на выходе составляло половину входного, рис. 32

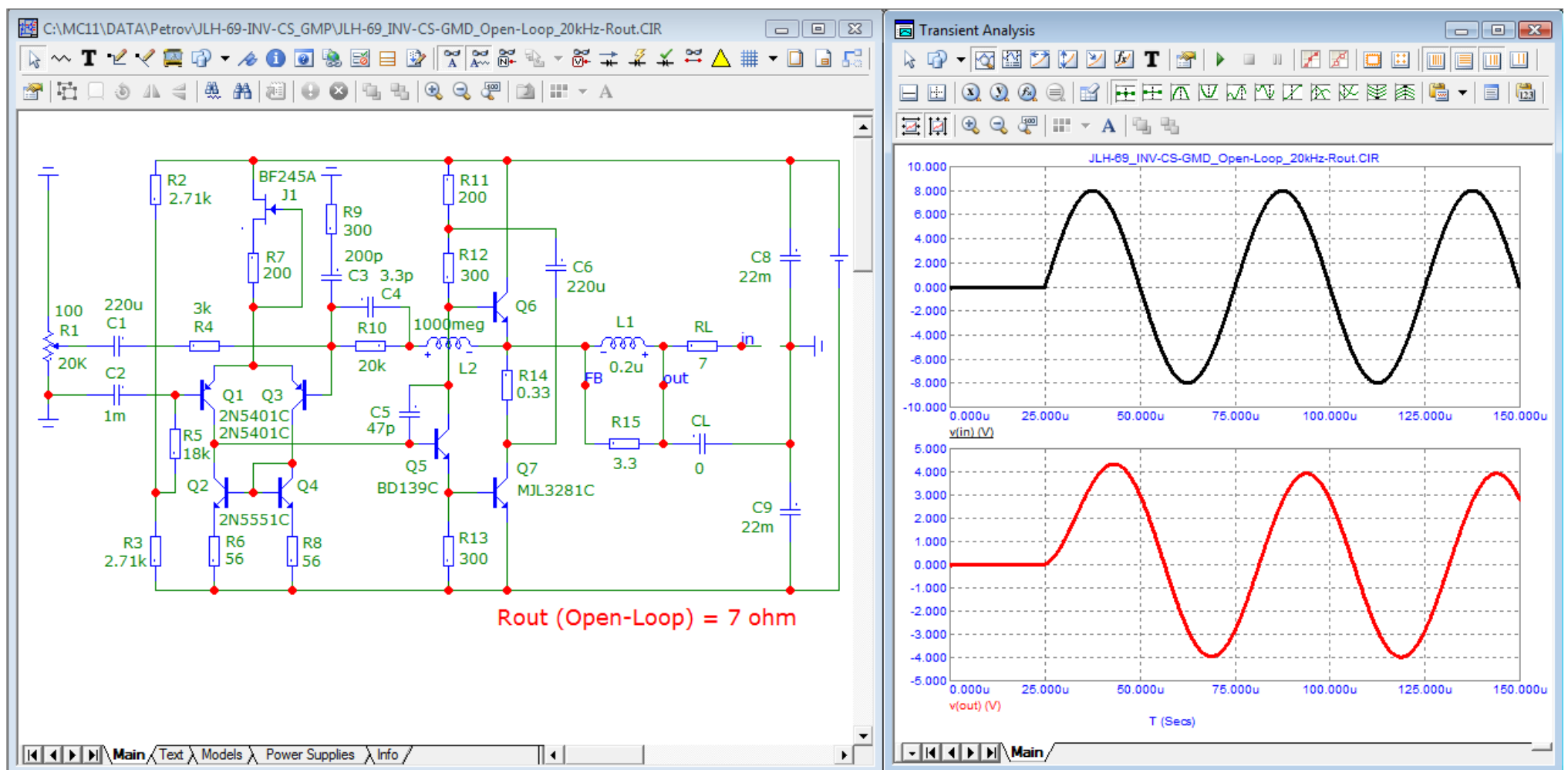


Рис. 32

Результат измерения показал что выходное сопротивление на частоте 20 кГц с разомкнутой петлей ООС равно 7 Ом.

Проведем аналогичный тест с версией усилителя 2000 года, рис. 33

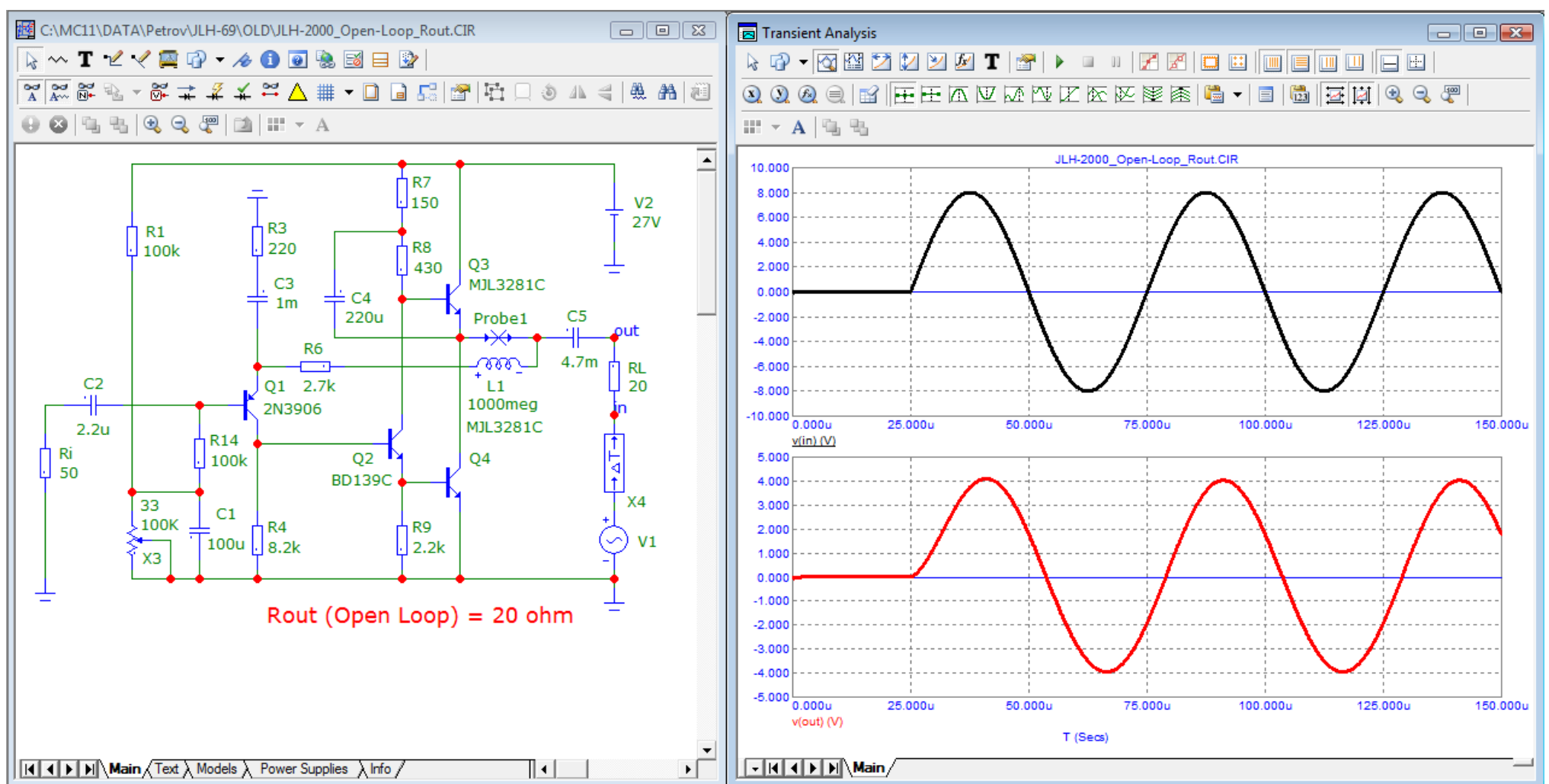


Рис. 33

Выходное сопротивление версии 2000 года равно 20 Ом — примерно в 3 раза выше чем у инвертирующей модификации.

Замена выходных биполярных транзисторов на полевые [8] позволяет получить усилитель класса АВ с повышенным током покоя, рис. 34

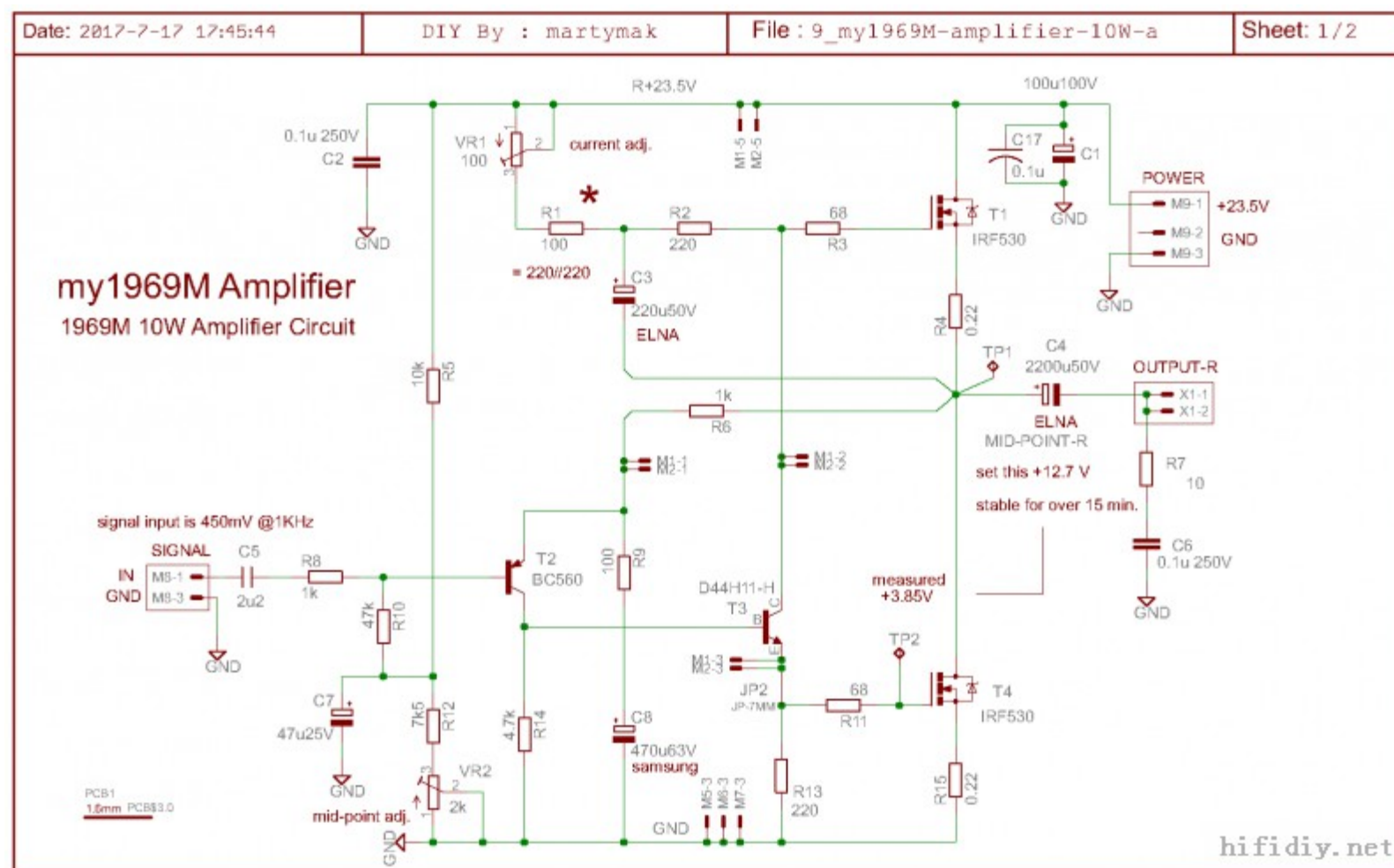


Рис. 34

Как показали тесты этой модификации при токе покоя в 3 раза меньшем (400...500 мА) усилитель имеет параметры даже лучше чем оригинальная версия с биполярными транзисторами в ВК.

Измерим искажения на частоте 10 кГц при изменении сопротивления нагрузки: 4, 8 и 16 Ом, рис. 35

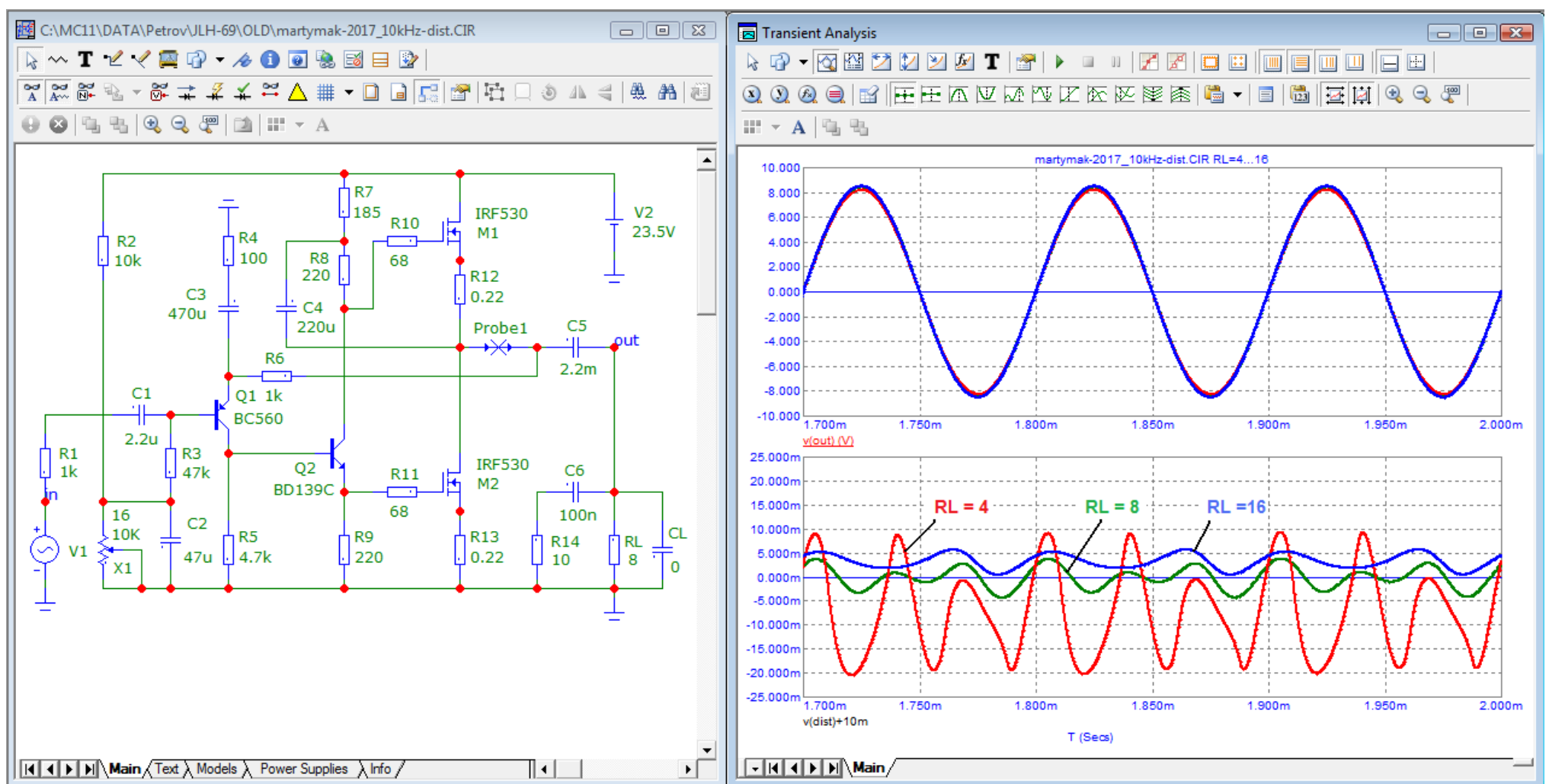


Рис. 35 (сравните с рис. 27 и 28)

Напряжение питания на 3,5 В ниже, поэтому тест проводился при выходном напряжении на 2 Вольта меньше, т. е. 8 В(пик) вместо 10 В(пик), см. рис. 27 и рис. 28

Измерим спектр искажений на частоте 20 кГц при выходной мощности 1 Ватт, рис. 36

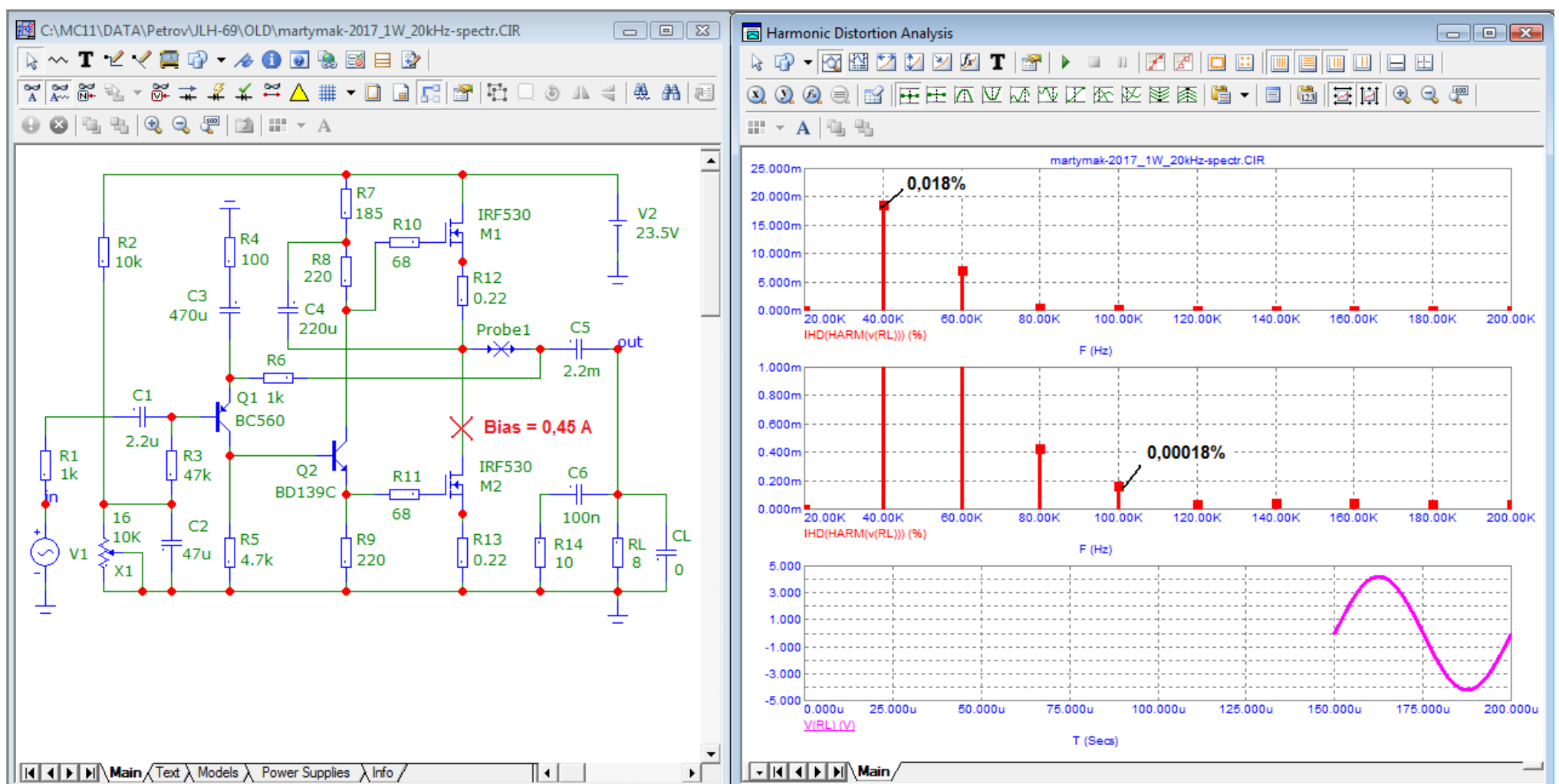


Рис. 36

Из теста видно что спектр короткий, спадающий, но по сравнению с вариантом с ДК на входе (рис. 8) более чем на порядок выше.

Проверим работу на полной мощности на частоте 800 кГц, рис. 37

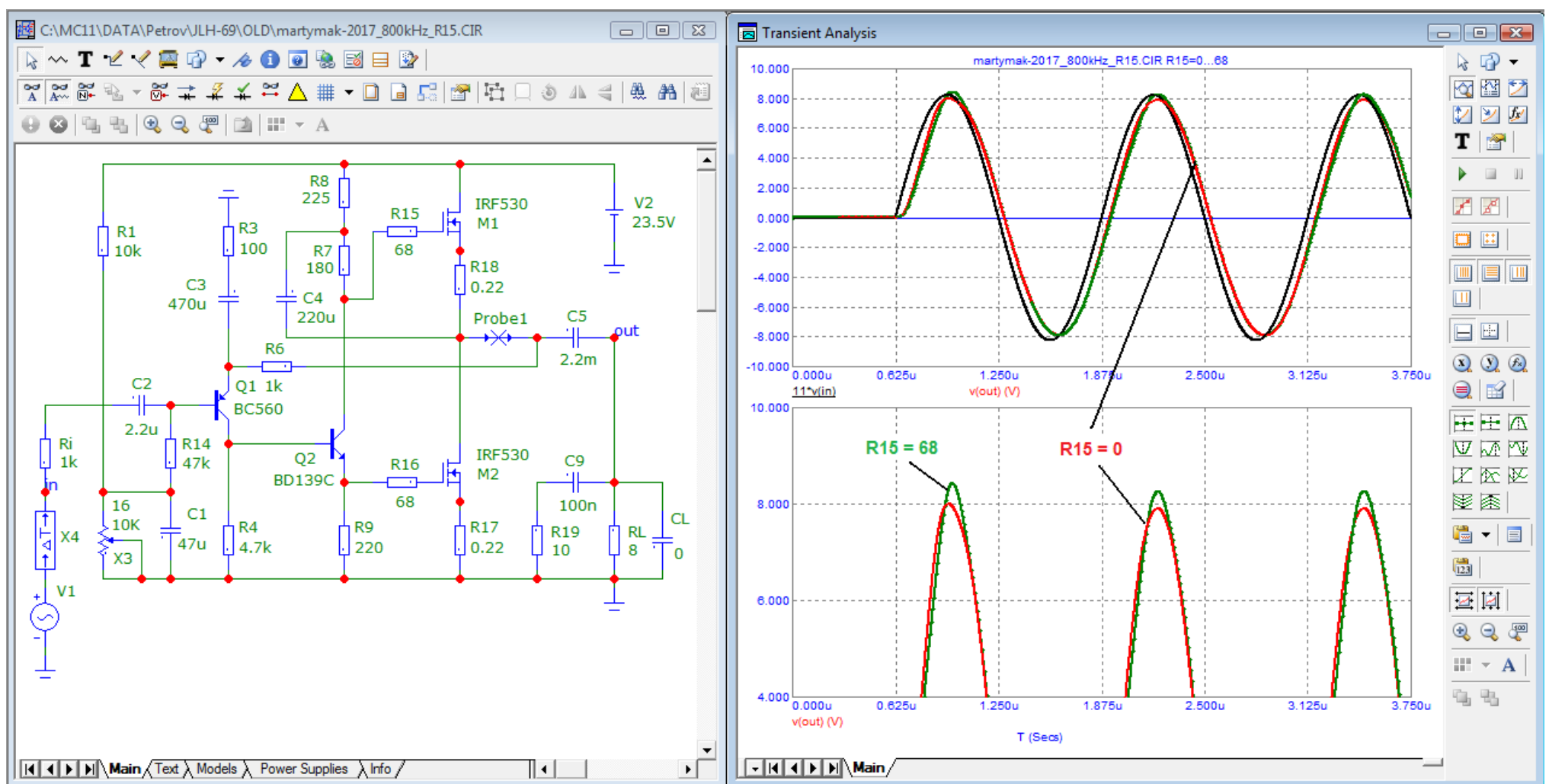


Рис. 37

Из еста видно что усилитель работоспособен даже на частоте 800 кГц, правда на положительной полуволне уже имеют место ТИМ-искажения, которые можно снизить убрав резистор R15. На самом деле нет необходимости в этом резисторе, так как открывание транзистора верхнего плеча осуществляется через резистор R7 с сопротивлением 180 Ом.

Заменим выходные транзисторы в рассмотренной выше инвертирующей версии на такие же ПТ и ничего не изменяя в структуре схемы подкорректируем некоторые резисторы и конденсаторы и измерим спектр на частоте 20 кГц, рис. 38

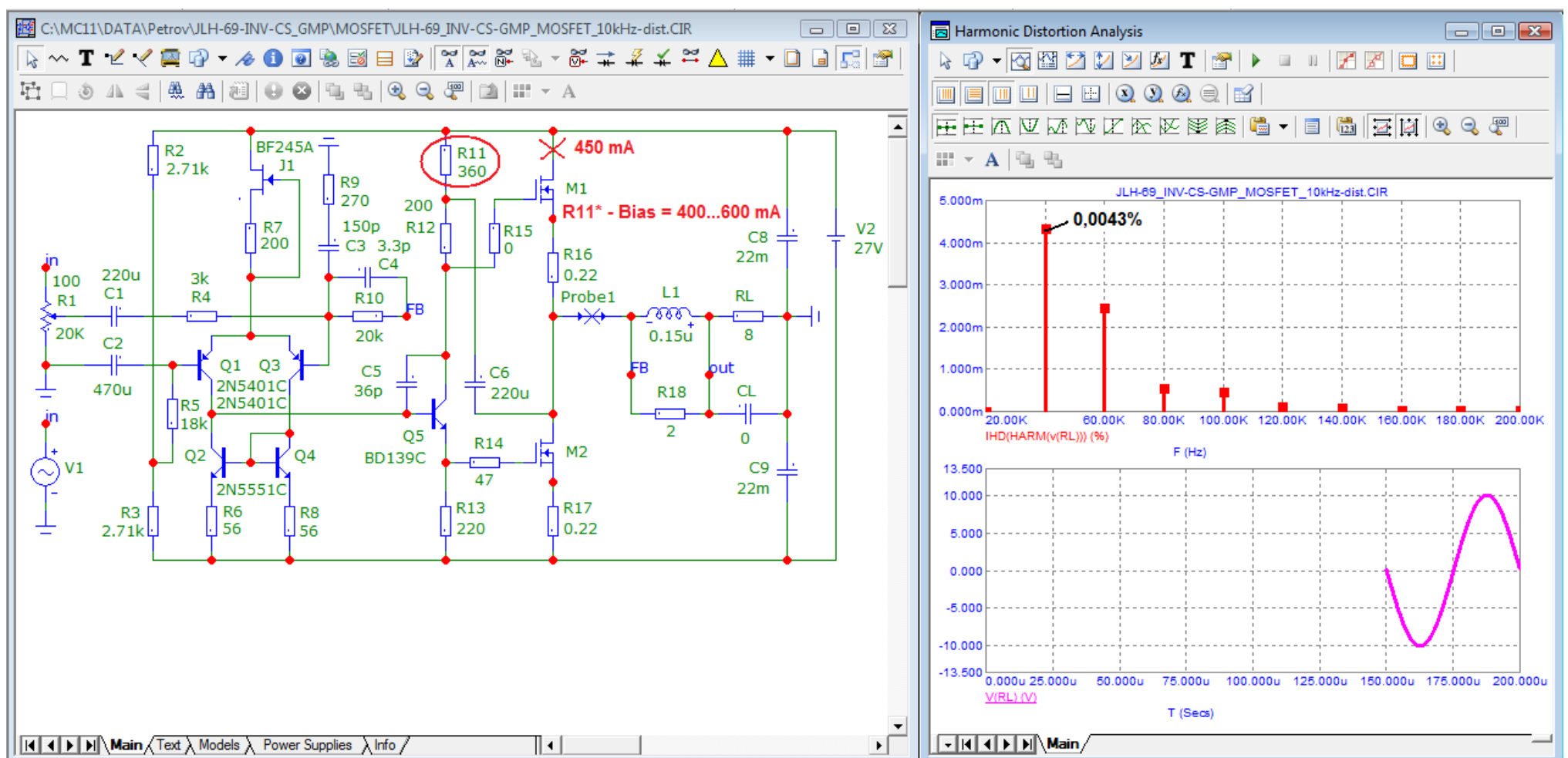


Рис. 38

Уровень продуктов искажений немногим выше по сравнению с вариантом на БТ в классе А несмотря на снижение тока покоя более чем в 3 раза.

Спектр спадающий, 2-я гармоника менее 0,005%, что очень хорошо по сравнению оригинальной схемой JLH-69 имеющей уровень 2-й гармоники 0,08% и уровень 3-й гармоник 0,06% при токе покоя 1,4 А.

На нагрузке 8 Ом сохраняется режим класса А до мощности 2,7 Ватта, а на нагрузке 4 Ома — до 2 Ватта. Известно что классу АВ присущи коммутационные искажения. Посмотрим что нам даст результат теста, рис. 39

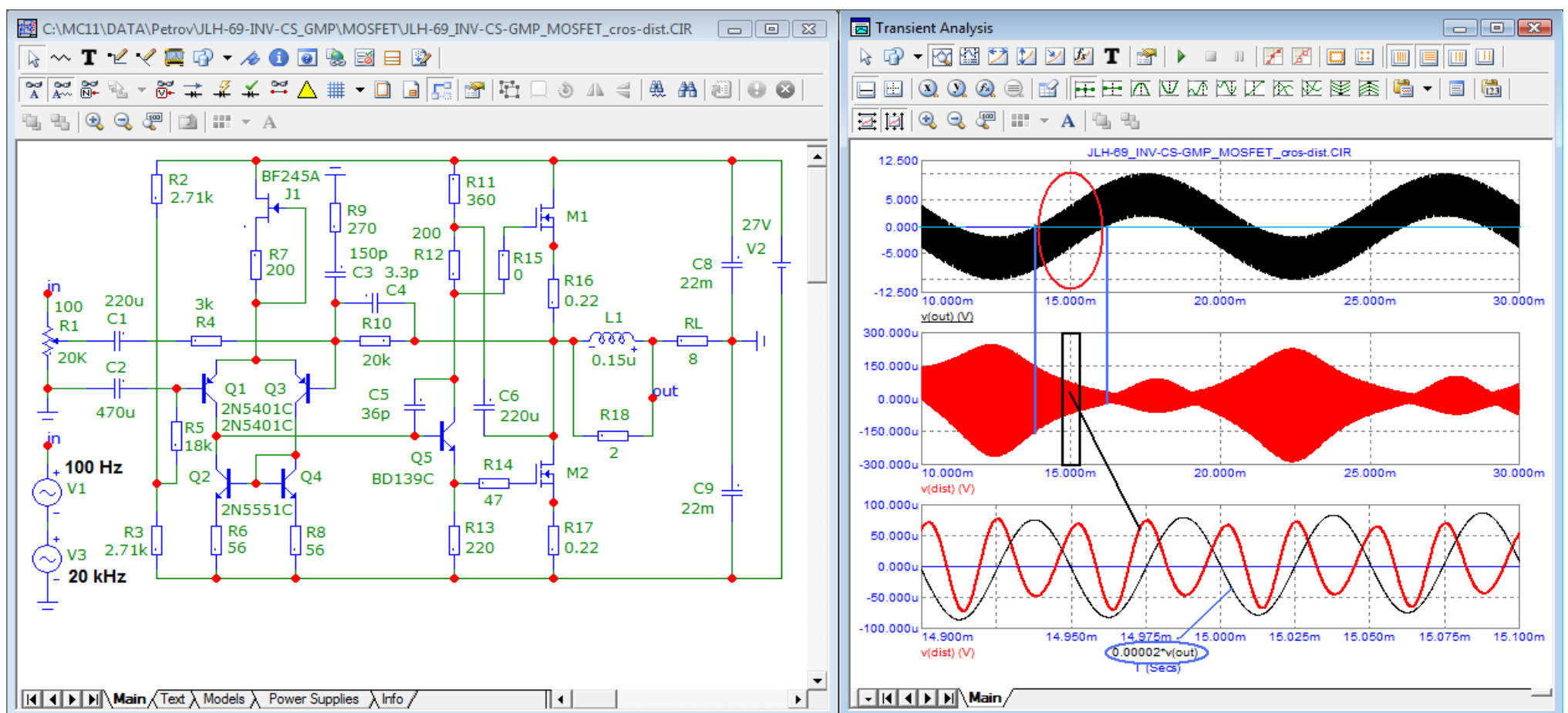


Рис. 39

Результат теста показывает что коммутационные искажения полностью отсутствуют, в спектре по сути одна 2-я гармоника.

Полоса полной мощности модификации [8] равна 800 кГц. Проверим работу инвертирующей версии на частоте 1 МГц, рис. 40

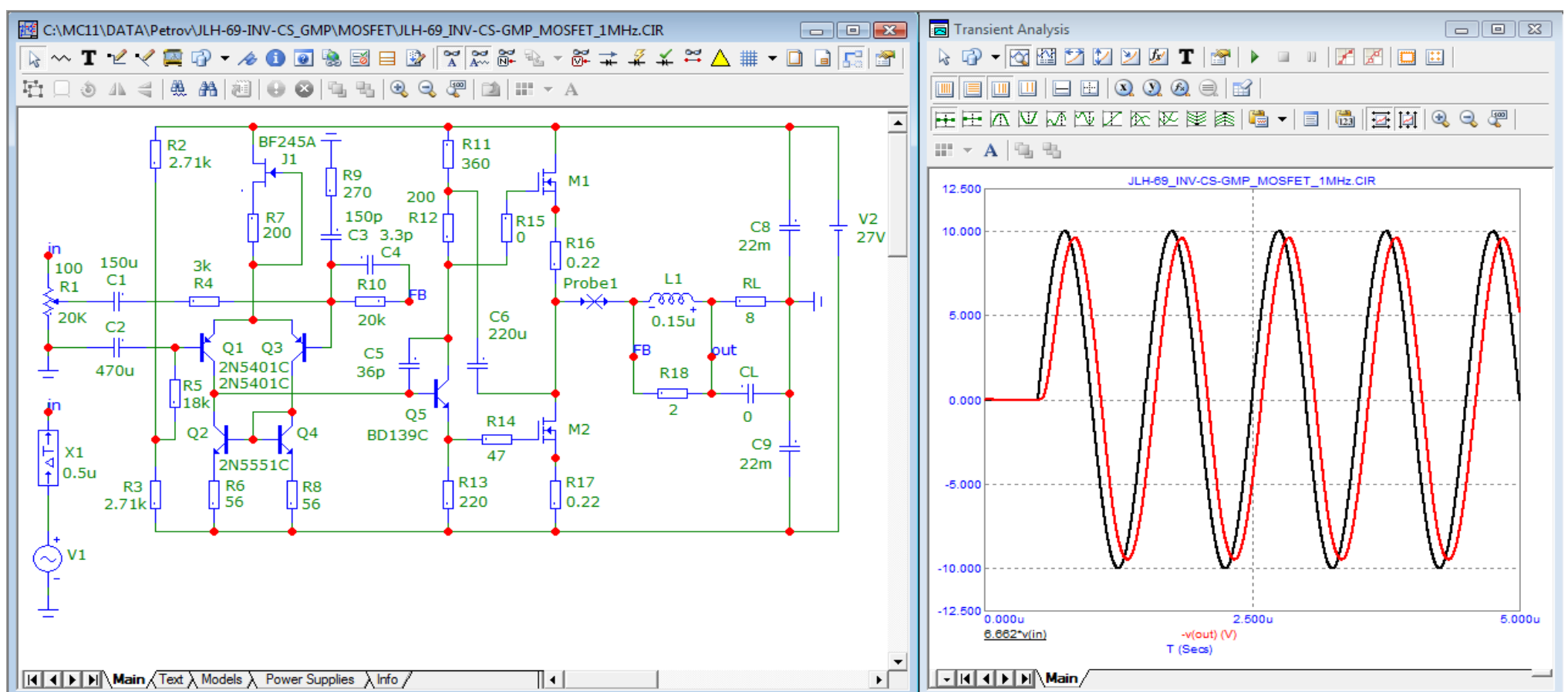


Рис. 40

Инвертирующий вариант усилителя с ПТ на выходе более широкополосен чем усилитель с биполярными транзисторами. Как видим и на частоте 1 МГц нет явно выраженных искажений.

Литература:

1. J.L.Linsley Hood, Simple Class A Amplifier, Wireless World, April 1969
2. патент US3246251
3. <https://www.diyaudio.com/community/threads/jlh-1969-explanation.331158/post-6404128>
4. <https://jelabs.blogspot.com/2019/03/john-linsley-hood-1969-class-amplifier.html>
5. https://sound-au.com/jll_hood.htm
6. <https://sound-au.com/tcaas/index-1.htm>
7. Ben Duncan, High Performance Audio Power Amplifiers, Newnes, 1996
8. <https://www.diyaudio.com/community/threads/jlh-10-watt-class-a-amplifier.3075/post-7040027>

Доработку прототипа и тесты выполнил

Александр Петров.