

Усилитель на базе бывших клонов усилителя Батя

Сегодня многие радиолюбители широко используют для своих разработок винтажные усилители, в том числе и усилители Советского Союза.

Схема усилителя опубликованного в [1], представлена на рис. 1а)

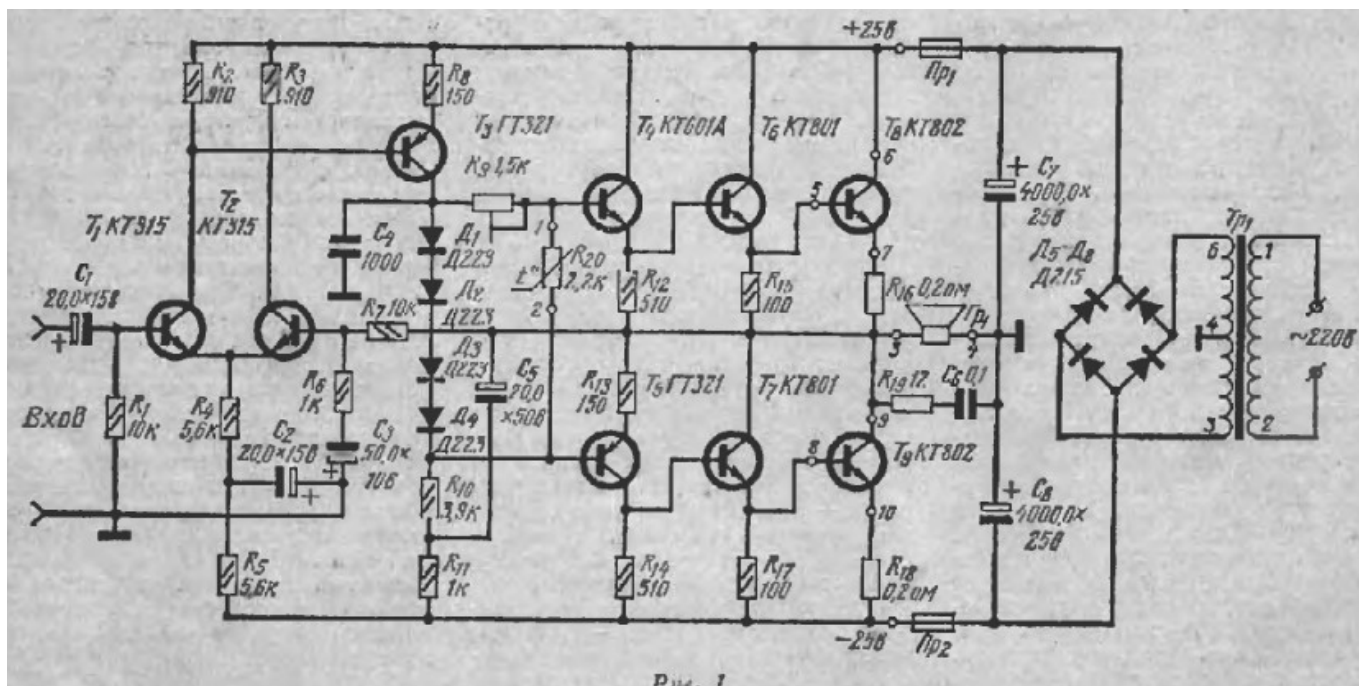


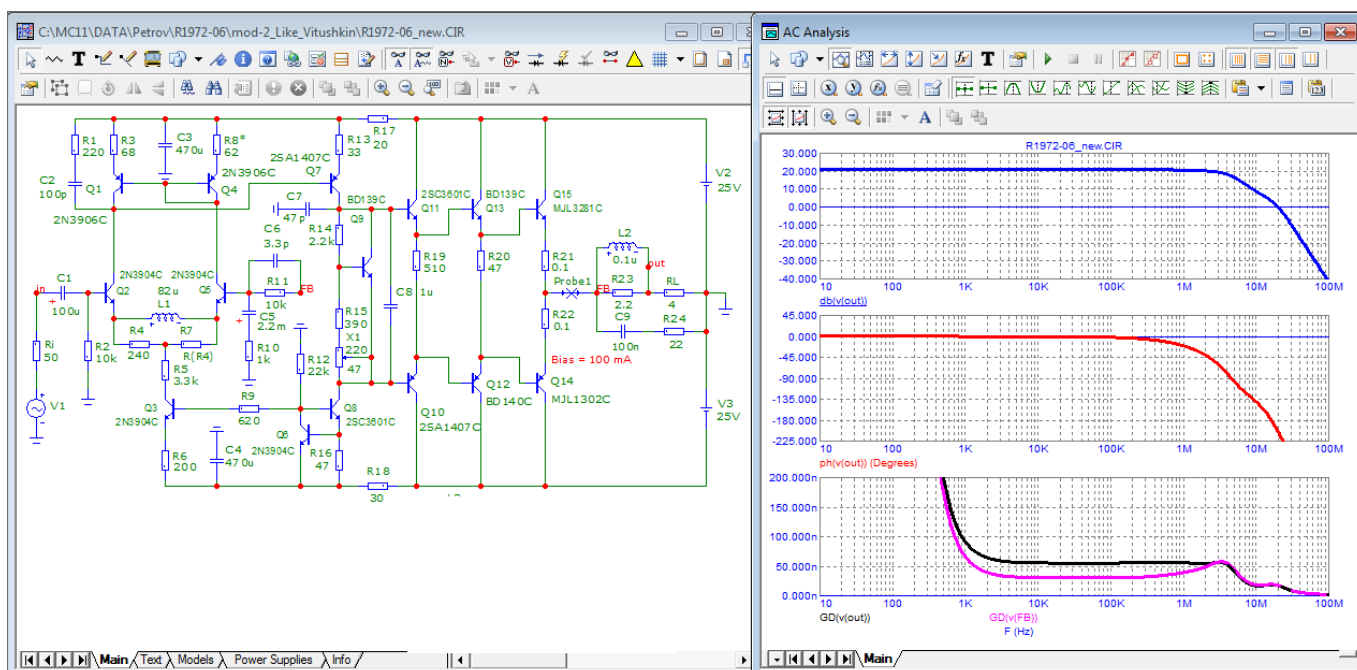
Рис. 1а). Схема электрическая принципиальная

Эта схема была взята за основу рядом заводов где на ее основе выпускались такие усилители как Электрон 103, Электрон 104, Ростов-Дон 101. Были рассмотрены возможные улучшения без серьезных доработок с помощью замены транзисторов и изменения коррекции.

Этот материал рассчитан на более продвинутых радиолюбителей способных самостоятельно разработать печатную плату. От старых усилителей типа Электрон 103 и аналогичных остается только корпус и силовой трансформатор обеспечивающий питание ± 25 В.

За основу схемы можно взять типовую схему Дугласа Селфа [2] и заменить в ней «двойку Дарлингтона» на «тройку». Для повышения петлевого усиления на высших частотах звукового диапазона применена 2-х полюсная коррекция.

Схема модели усилителя и ее диаграмма Боде показана на рис. 1



Благодаря индуктивной коррекции ДК [3] вход усилителя имеет малую входную емкость и его ГВЗ мало зависит от сопротивления источника сигнала. Время задержки прохождения сигнала (time Propagation Delay) равно всего 55 нс. Время задержки прохождения сигнала до точки с которой берется ООС (NFB) около 30 нс. Именно это время и определяет быстродействие ее работы. Благодаря быстродействию работы ООС при токе покоя выходных транзисторов 100 мА отсутствуют коммутационные искажения.

Из графика петлевого усиления видно что запас по фазе составляет 56 градусов, а запас по усилению составляет 11 дБ. Петлевое усиление практически постоянно во всей звуковой полосе, а на частоте 20 кГц составляет 72 дБ. Большая глубина ОС гарантирует низкое выходное сопротивление (высокое значение демпинг фактора), а постоянство петлевого усиления гарантирует и постоянство выходного сопротивления в звуковой полосе.

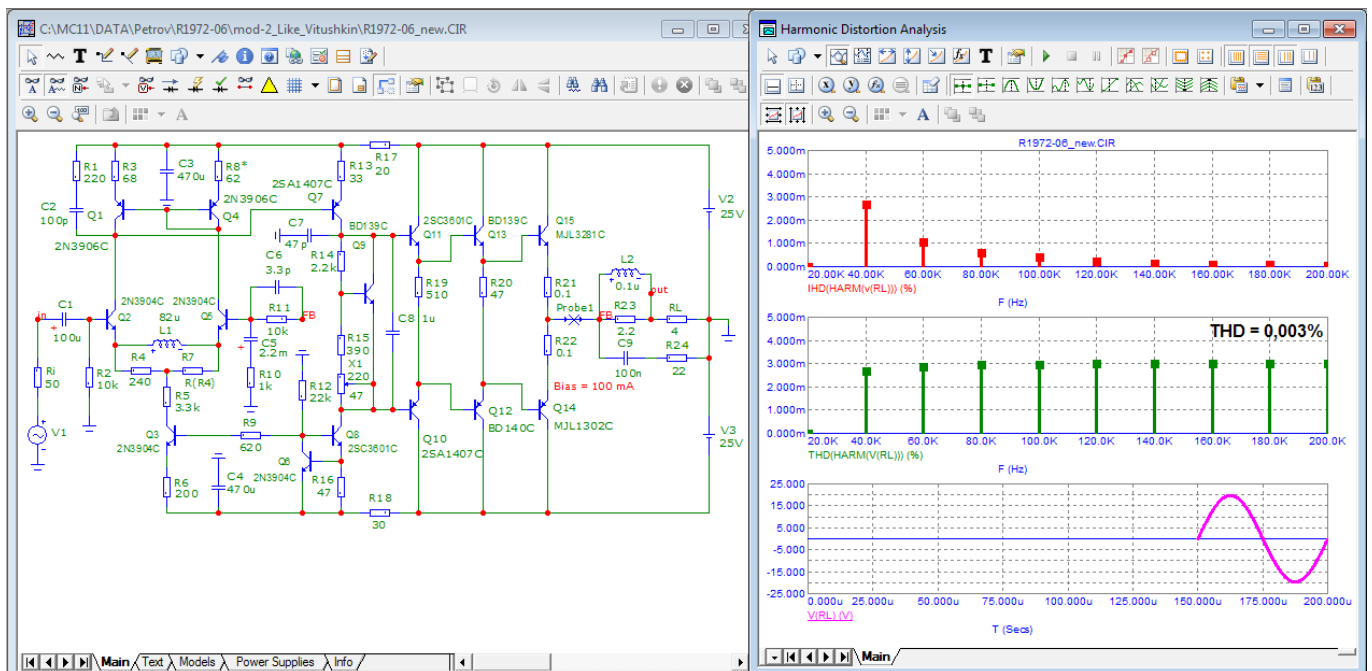


Рис. 3. Результат теста на THD на частоте 20 кГц

Как видим уровень искажений ничтожно мал, в спектре практически одна 2-я гармоника.

Проведем традиционный тест при выходной мощности 1 Вт, рис. 4.

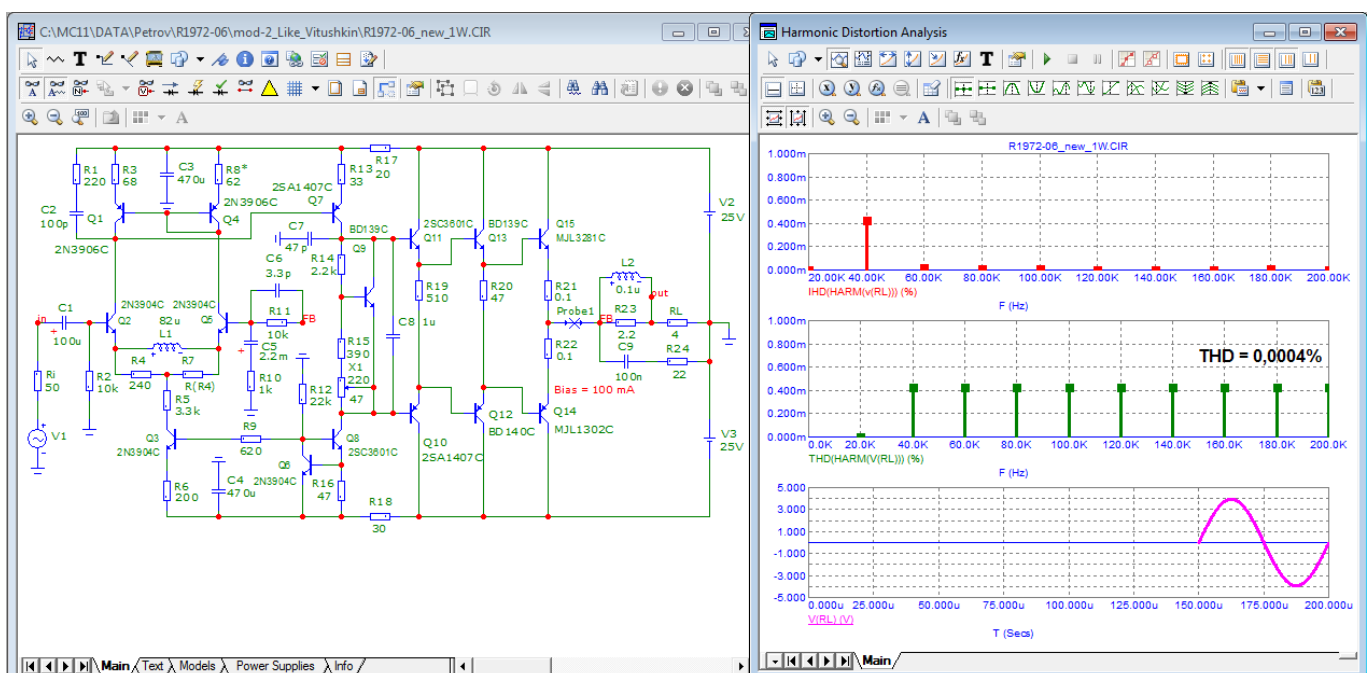


Рис. 4. Уровень Кг (THD) на частоте 20 кГц при мощности 1 Вт

Уровень искажений при выходной мощности 1 Вт с тремя нулями после запятой, продукты искажений выше 2-й гармоники отсутствуют как класс.

Измерим уровень продуктов искажений на частоте 10 кГц с помощью режекторного фильтра, рис. 5.

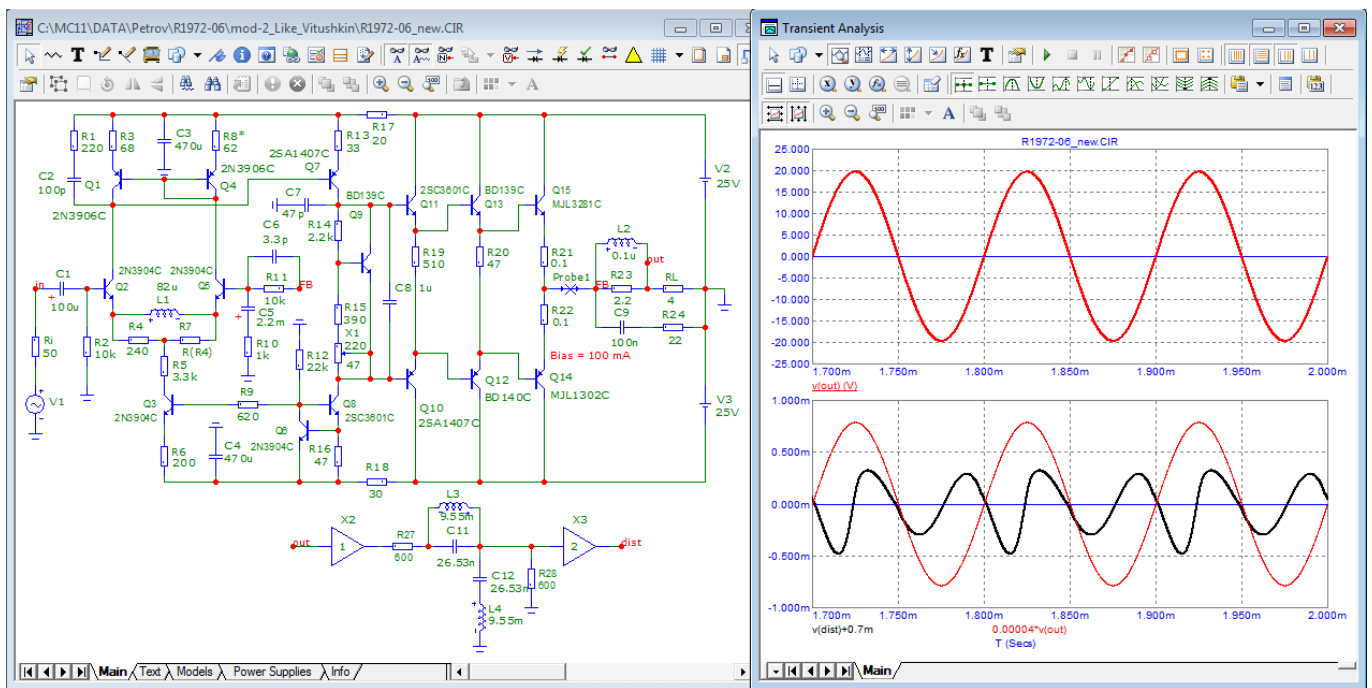


Рис. 5. Уровень продуктов искажений на частоте 10 кГц

Как показал тест уровень продуктов искажений состоит преимущественно из 2-й гармоники ничтожно малой величины. Коммутационные искажения, благодаря высокому быстродействию ООС, полностью отсутствуют даже при токе покоя всего 100 мА.

Проверим модель на искажения во временной области связанные с вращением фронтов (склонов) сигнала с помощью линейно нарастающего/спадающего напряжения частотой 10 кГц, рис. 6.

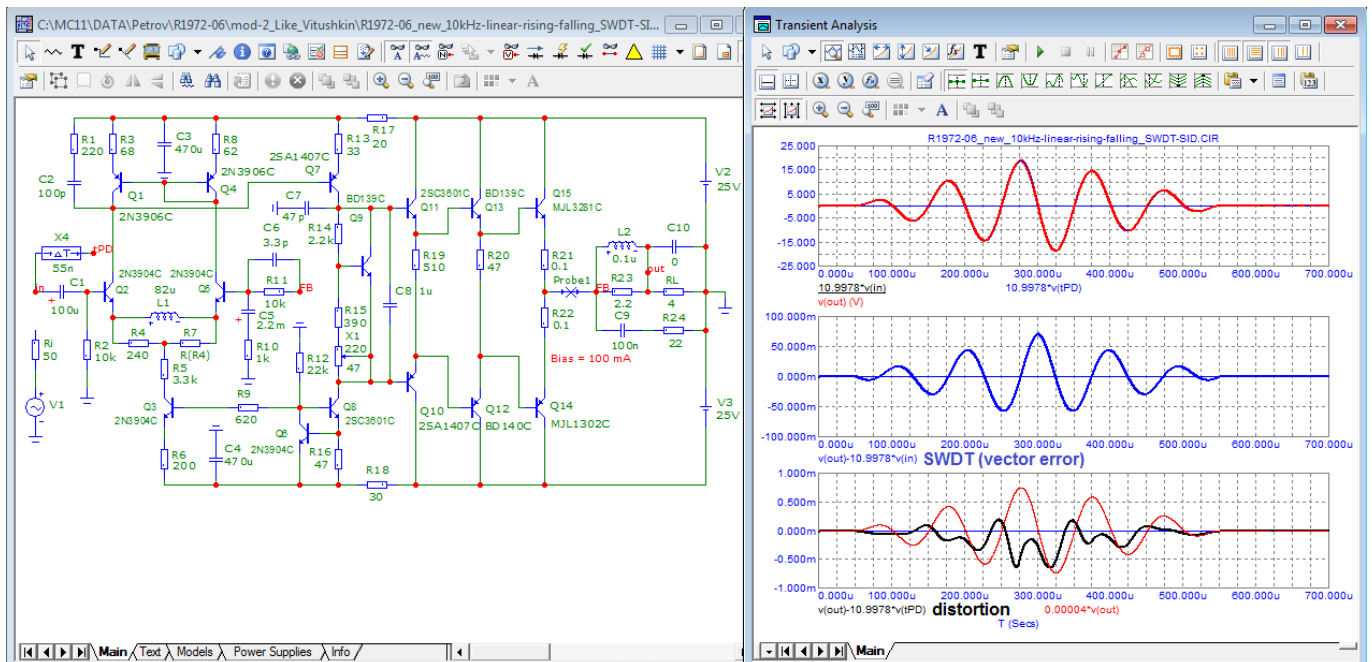


Рис. 6. Уровень искажений во временной области на частоте 10 кГц.

По результатам теста видно что искажения связанные с вращением фронтов (склонов) сигнала (Slew induced distortion) полностью отсутствуют. Уровень искажений пропорционален амплитуде выходного напряжения, в продуктах искажений все та же 2-я гармоника ничтожно малой величины.

Следует отметить что на переходные процессы существенное влияние оказывает именно ГВЗ. Вот что пишет по поводу переходных процессов А.Данилов [4]:

10 кГц и с помощью осциллографа измеряем задержку выходного сигнала по отношению к входному - это и есть time Propagation Delay для тестового сигнала. Затем собираем схему теста SWDT Хафлера и подаем сигнал на вход драйверного усилителя. С его выхода с помощью делителя ослабляем сигнал до чувствительности тестируемого усилителя и подаем на вход. В качестве линии задержки применяем RC-цепочку из резистора 10 Ом и конденсатора ориентировочно рассчитанного по формуле: $C \text{ (nF)} = t_{PD} \text{ (nS)} / 10$. Например для $t_{PD} = 100 \text{ nS}$ потребуется конденсатор емкостью 10 нФ. Линию задержки в виде RC-цепочки подключаем к выходу драйверного усилителя (см. рис. 8, в ряде случаев можно использовать даже цепочку Цобеля). В данном случае для задержки 55 нс ориентировочная емкость конденсатора равна 5,5 нФ. Атеннуатором делителя выравниваем амплитуду напряжения на выходе тестируемого усилителя с напряжением на конденсаторе RC-цепи. Подстроечный резистор желательно разбить на два номинала для грубой и точной подстройки. Подбором конденсатора RC-цепи добиваемся минимальной (нулевой) задержки между сигналом на выходе тестируемого усилителя и напряжением на конденсаторе. Отличие от теста Хафлера заключается в том, что измеряем не векторные погрешности между выходами усилителей, а напряжение между выходом тестируемого усилителя и задержанным напряжением с выхода драйверного усилителя (на конденсаторе RC-цепи - эквивалент time Propagation Delay). При совпадении амплитуд сигналов и отсутствии между ними задержки точность измерения продуктов искажений будет максимальной. Далее подаем сигнал в виде пачек 10 кГц с атакой, сустейном и затуханием используя запись в виде wav-файла и с помощью осциллографа оцениваем уровень продуктов вносимых искажений в атаке и на спаде. При $t_{PD} = 100 \text{ нс}$ погрешность Group Delay на частоте 100 кГц (10-я гармоника сигнала частотой 10 кГц) не превышает 0,4 нс. При меньших значениях t_{PD} погрешность будет еще меньше.

Результат тестирования показан на рис. 8

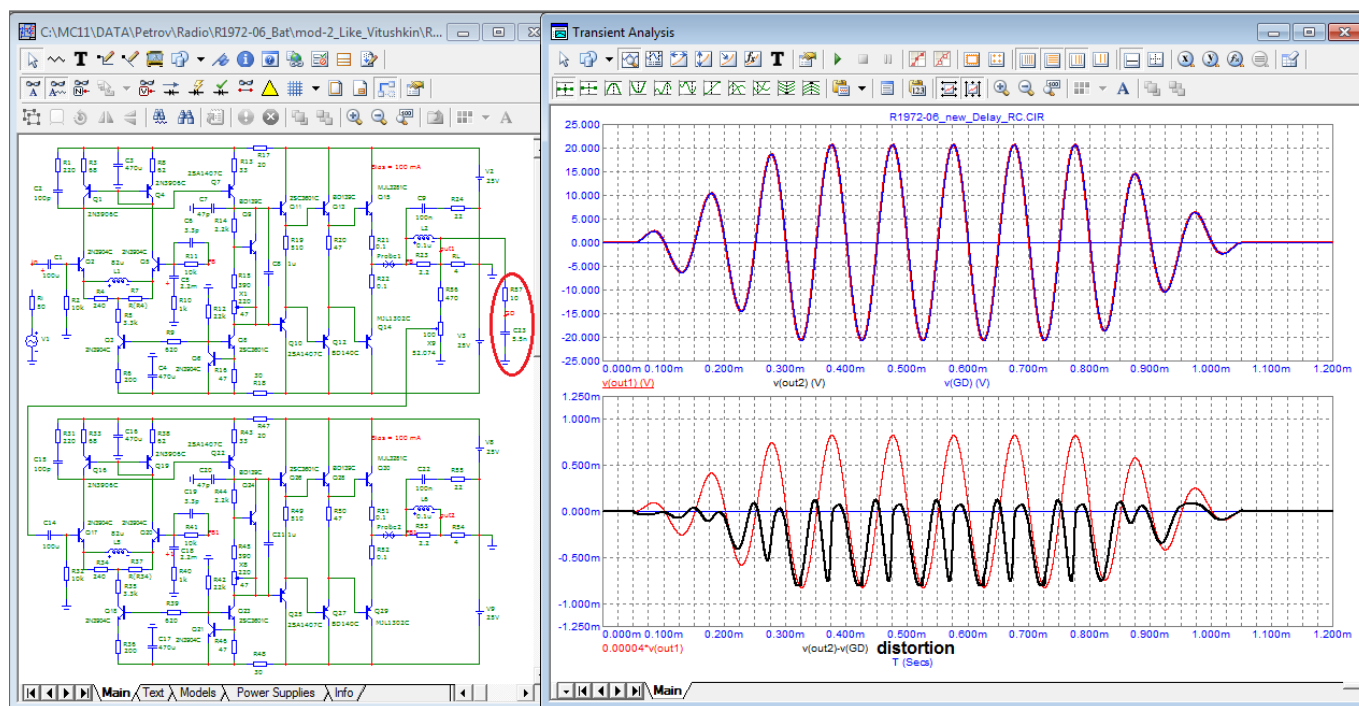


Рис. 8. Компенсационный тест с помощью задержки на RC-цепи

Как видим результат теста в симуляторе с помощью идеальной линии задержки и результат теста с помощью задержки на RC-цепи совпадают. Тонкости настройки аналогичны настройке теста SWDT. Суммарное сопротивление резисторов делителя ($R_{56} + X_9$) желательно иметь не выше 1 кОм.

И наконец мой любимый тест на скорость нарастания сигнала и на полосу пропускания в малосигнальной области, рис. 9.

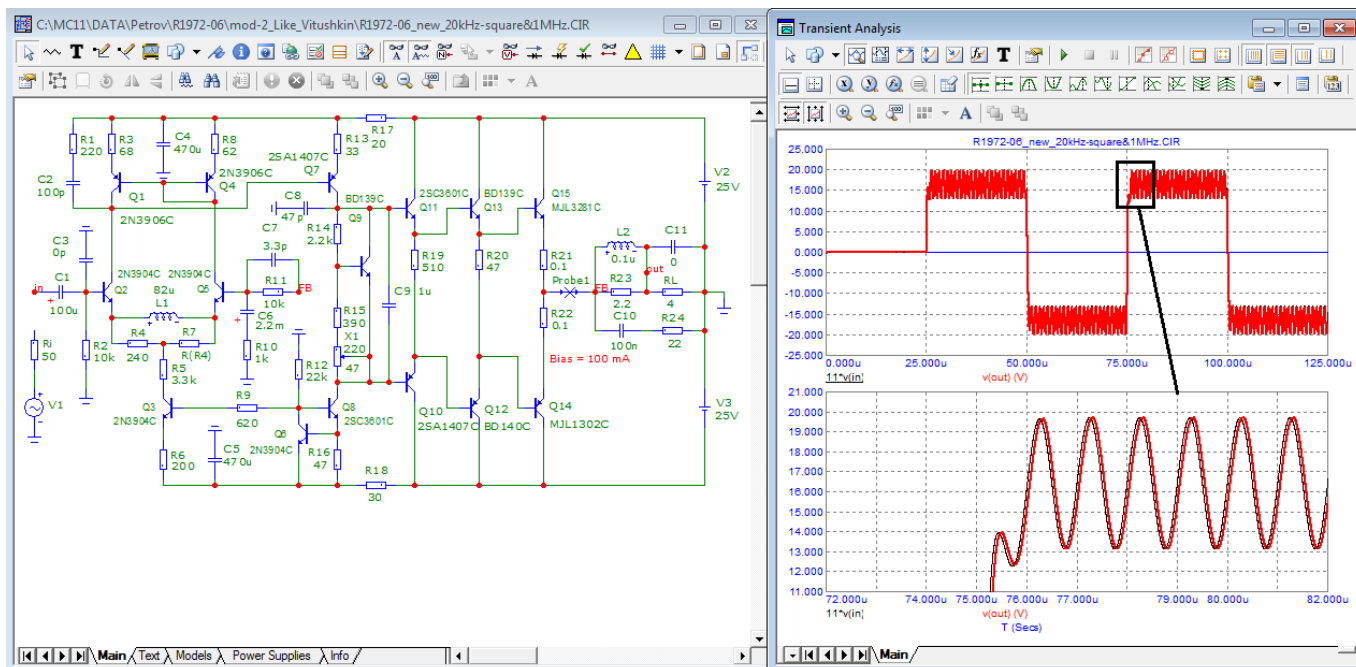


Рис. 9. Усиление прямоугольного сигнала частотой 20 кГц и синусоидального сигнала 1 МГц.

Соотношение амплитуд сигналов 5:1. Перед суммированием сигналов прямоугольный сигнал обработан ФНЧ 1 МГц. Как видим выходной сигнал (красная) в точности повторяет входной масштабированный сигнал (черная) — входной сигнал умноженный на K_u . Фронты прямоугольного сигнала достаточно крутые, на вершинах переходные процессы без выбросов. Сдвиг во времени соответствует задержке прохождения сигнала. Следует отметить что индуктивная коррекция применялась и в ряде других усилителей, например [6] и [7].

Литература:

1. С.Бать, В.Середа, Высококачественный усилитель НЧ, Радио 1972, №6
2. Douglas Self, Audio power amplifier design, Handbook, Fifth Edition, 2009
3. А.Витушкин, В.Телесин, Устойчивость усилителя и естественность звучания, Радио 1980-07, с.36
4. А.Данилов, Верность и достоверность звуковоспроизведения, <https://danilovaudio.ru/articles/article1.pdf>
5. D.A. Hafler, Listening Test for Amplifier Distortion, Hi-Fi News and Review, November 1986, pp.25-29
6. В.Левицкий, УМЗЧ с индуктивной коррекцией, Радил 1999-10, с. 18
7. Я.Токарев, УМЗЧ с малыми интермодуляционными искажениями, Радио 2003-08 с. 20

Александр Петров
21.10.2024