

3. Драйвер (входной каскад с усилителем напряжения)

3.1. Введение

Основные звенья на базе которых осуществляется синтез схем это одиночные усилительные каскады по схемам ОЭ (ОИ), ОБ (ОЗ) и ОК (ОС).

Наиболее частое применение находят каскады ОЭ (ОИ) так как только они позволяют получить максимально возможное усиление по мощности, т.к. усиливают сигнал как по току так и по напряжению. Каскады ОБ способны усиливать сигнал только по напряжению, коэффициент передачи тока чуть меньше 1 (повторители тока), а каскады ОК наоборот, имеют коэффициент передачи напряжения чуть меньше 1 (повторители напряжения), но зато усиливают сигнал по току.

Схемная реализация звеньев усилительного тракта часто базируется на применении схемных построений имеющих в своей основе несколько транзисторов. К конфигурациям такого вида относятся каскады с эмиттерными связями, например дифкаскад (ДК) или дифференциальная последовательная структура на транзисторах разной проводимости ОК-ОБ (ОС-ОИ); каскод, составные транзисторы Дарлингтона и Шиклаи, отражатели тока, ГСТ и др.

Из известных структур и схем включения транзистора способных усиливать сигнал по напряжению по минимуму вносимых искажений можно расположить в следующем порядке: каскад с общей базой, дифкаскад, ломаный каскод, каскады на основе транзистора Шиклаи. Каскад ОЭ по сравнению с ДК при прочих равных условиях вносит искажений в усиливаемый сигнал в 5...10 раз больше. Ввиду того что каскад с общей базой имеет низкое входное сопротивление в чистом виде он используется пожалуй только в радиотехнике.

Прежде чем перейти к рассмотрению входных каскадов необходимо определиться с какими уровнями входных сигналов они реально работают в УМЗЧ. Для этого обратимся к классической АЧХ усилителя с разомкнутой петлей ООС рис. 3.1.

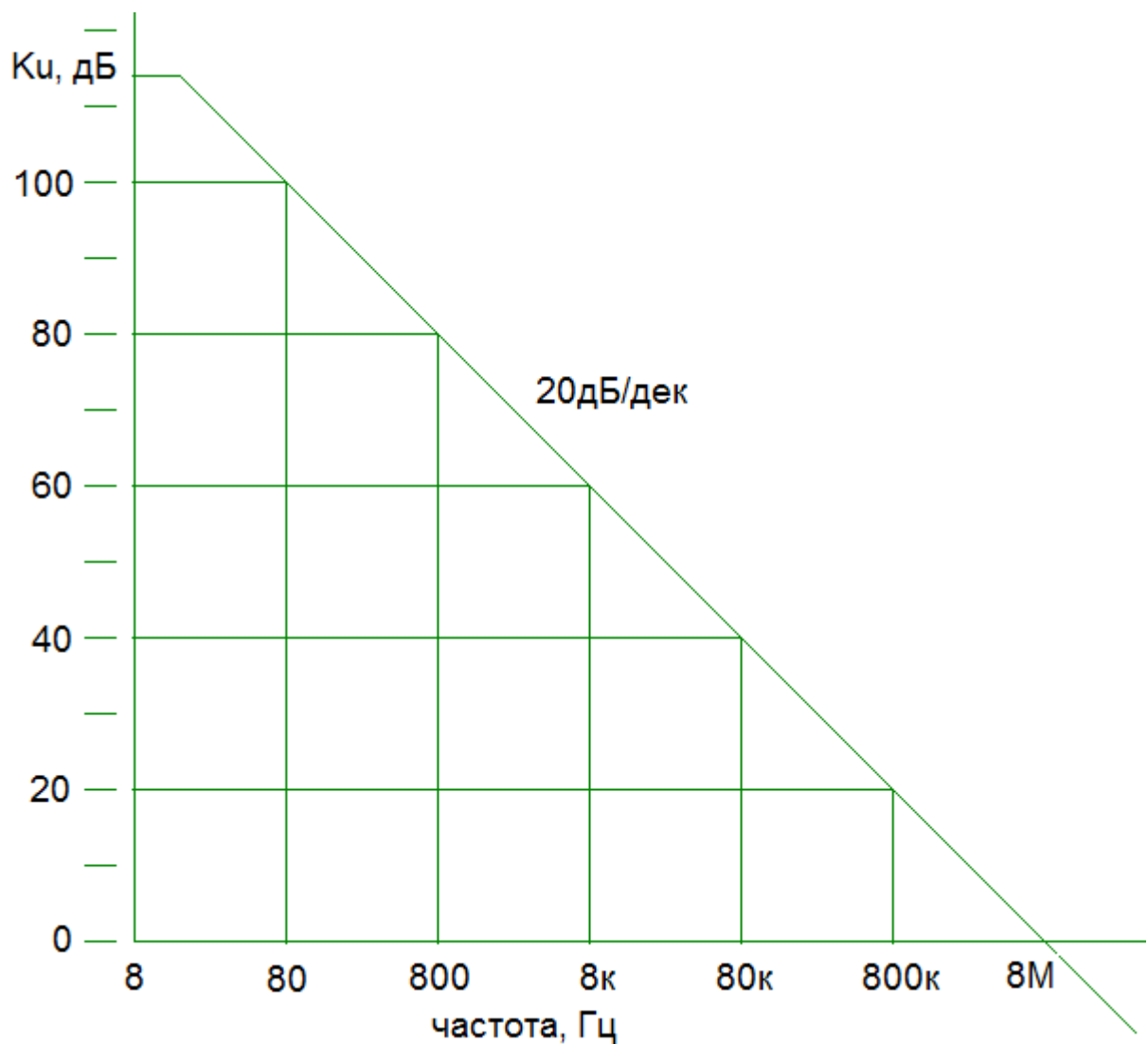


Рис. 3.1. АЧХ типового ОУ (УМЗЧ) с разомкнутой петлей ООС

Для обеспечения устойчивой работы усилителя необходимо чтобы на частоте единичного усиления характеристика АЧХ пересекала нулевую ось с наклоном 20 дБ/дек (6 дБ/окт). Наиболее просто это достигается с помощью коррекции Миллера (C_k) во втором каскаде рис.3.2, что превращает усилитель в интегратор, что и делается в большинстве современных как операционных усилителей так и УМЗЧ. В результате первый полюс характеристики P_1 оказывается на очень низких частотах (около 10...100 Гц), а в УМЗЧ в лучшем случае на частоте 1 кГц. Второй полюс необходимо иметь за пределами частоты единичного усиления и он как правило определяется самым низкочастотным выходным каскадом.

Для получения хороших переходных характеристик (без выброса и «звона» на полках сигнала «меандр», а также с сохранением высокой скорости нарастания) запас по фазе должен быть около 60 градусов. Меньший запас ведет к выбросу по окончании фронта сигнала, больший — к завалу фронта.

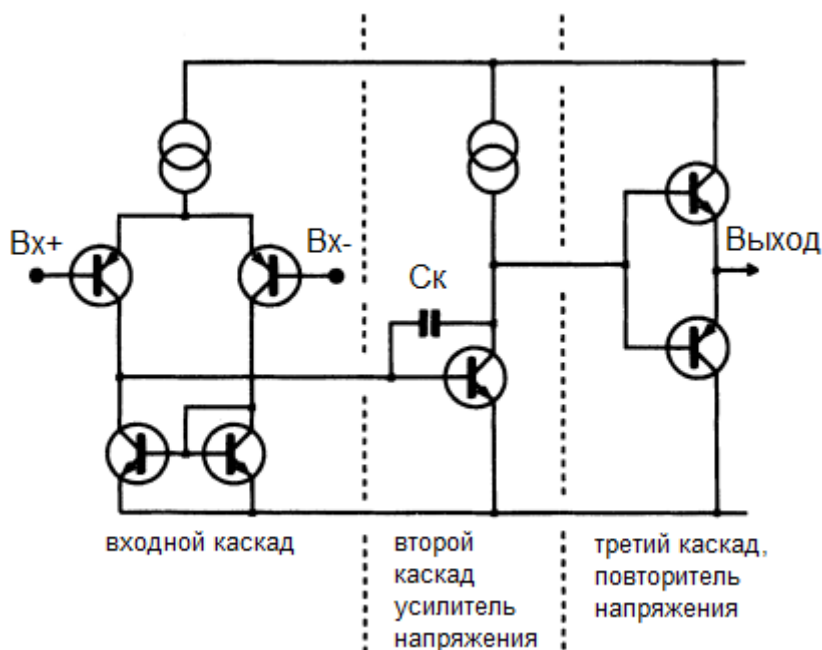


Рис. 3.2. Структурная схема двухкаскадного УМЗЧ по Лину

Учитывая что современные мощные транзисторы имеют частоту единичного усиления от 10 до 60 МГц можно приблизить частоту единичного усиления УМЗЧ к нижней границе указанного диапазона. Для анализа примем частоту единичного усиления равной 8 МГц, рис. 3.1. Тогда с учетом наклона АЧХ 20 дБ/дек будем иметь усиление: на частоте 800 кГц — 20 дБ, 80 кГц — 40 дБ, 8 кГц — 60 дБ, 800 Гц — 80 дБ, 80 Гц — 100 дБ и на частоте 20 Гц — 112 дБ. Нас еще интересует частота 20 кГц, на ней усиление будет в 4 раза (12 дБ) больше чем на частоте 80 кГц, т.е. - 52 дБ.

Если мы хотим иметь усилитель с коэффициентом усиления 20 дБ то на частоте 20 кГц будем иметь глубину ООС: $52 - 20 = 32$ дБ, а если хотим иметь усиление 30 дБ, то глубина ООС будет всего 22 дБ — чуть больше 10 раз что очень мало, в то время как на частоте 20 Гц глубина ООС составит: $112 - 30 = 82$ дБ (более 10000 раз).

К чему все эти рассуждения. А все к тому чтобы оценить какой уровень входного сигнала с учетом действия ООС реально усиливается входным каскадом, т.е. нас интересует разностный сигнал ошибки. Разностный сигнал ошибки меньше входного сигнала на глубину ООС. Предположим чувствительность нашего УМЗЧ равна 1 В, а усилитель с коэффициентом усиления 32 дБ, т.е. глубина ООС равна 20 дБ, тогда на частоте 20 кГц реальный входной сигнал будет равен $1\text{В}/10 = 0,1\text{ В} = 100\text{ мВ}$, в то время как на частоте 20 Гц разностный сигнал ошибки будет всего 0,1 мВ.

Известно что каскад ОЭ без эмиттерного резистора вносит искажения 1% уже при входном сигнале равном всего 1 мВ, дифференциальный каскад вносит такие же искажения без эмиттерных резисторов при сигнале 18 мВ. Это во многом объясняет рост нелинейных искажений с ростом частоты, как правило с частоты 1 кГц. Поэтому производителям выгодно показывать нелинейные искажения именно на этой частоте, а что творится дальше стараются не информировать.

Второй фактор который влияет на нелинейные искажения это фаза сигнала обратной связи. Если сигнал ООС будет существенно сдвинут по

фазе относительно входного сигнала то ни о каком вычитании сигнала речи быть не может, в результате такого вычитания разностный сигнал может оказаться много больше по величине ожидаемого, что также приведет к дополнительным искажениям. Есть ли выход из положения? Один из выходов это двухполюсная коррекция предложенная в [12], рис. 3.3.

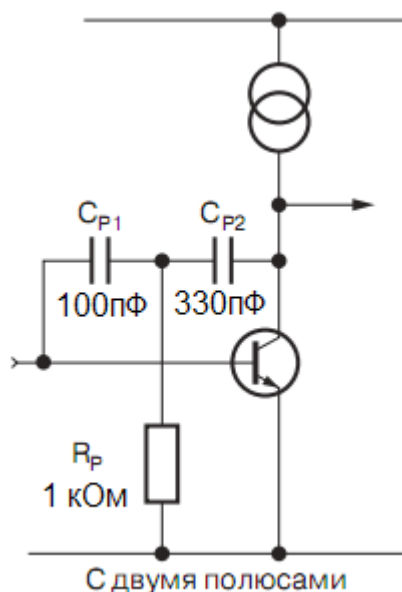


Рис. 3.3. Структура УН с двухполюсной коррекцией

Суть идеи заключается в использовании дополнительной дифференцирующей RC-цепи последовательно с основным конденсатором коррекции Миллера таким образом, чтобы характеристика АЧХ проходила через нулевую ось с наклоном 20 дБ/дек, а частота полюса сдвигалась вверх по частоте от основного полюса P1 до полюса P2, рис. 3.4. От полюса P2 наклон характеристики составляет 40 дБ/дек до пересечения с графиком исходной характеристики. Для этого емкость дополнительного конденсатора C_{P2} выбирается в пределах $2...10 C_{P1}$, а сопротивление резистора R_P в пределах $0,5...5$ кОм, типовое значение 1 кОм. При оптимизации можно задать в программе моделирования изменение этого резистора с некоторым шагом и по лучшей характеристике выбрать его значение, аналогично можно поступить и с дополнительным конденсатором. Иногда с целью оптимизации усиления сигнала типа «меандр» параллельно конденсатору C_{P2} включают высокоомный резистор (до нескольких десятков кОм), настраивают без RC-фильтра с частотой среза 160 кГц на входе УМЗЧ добиваясь наилучшей формы сигнала типа «меандр» частотой 2 кГц. Отсутствие видимых искажений формы (завал фронта, отсутствие выброса и колебательного процесса после перехода от фронта к полке сигнала) гарантирует устойчивость усилителя и усиление без фазовых и амплитудных искажений до 10 гармоник, т. е. до 20 кГц.

Иногда с целью уменьшения нагрузки на усилитель напряжения через конденсатор C_{P2} резистор R_P подключают не к шине питания (или к корпусу), а к выходу выходного каскада (ВК) УМЗЧ. Такую модификацию коррекции называют TMC (Transitional Miller Compensation).

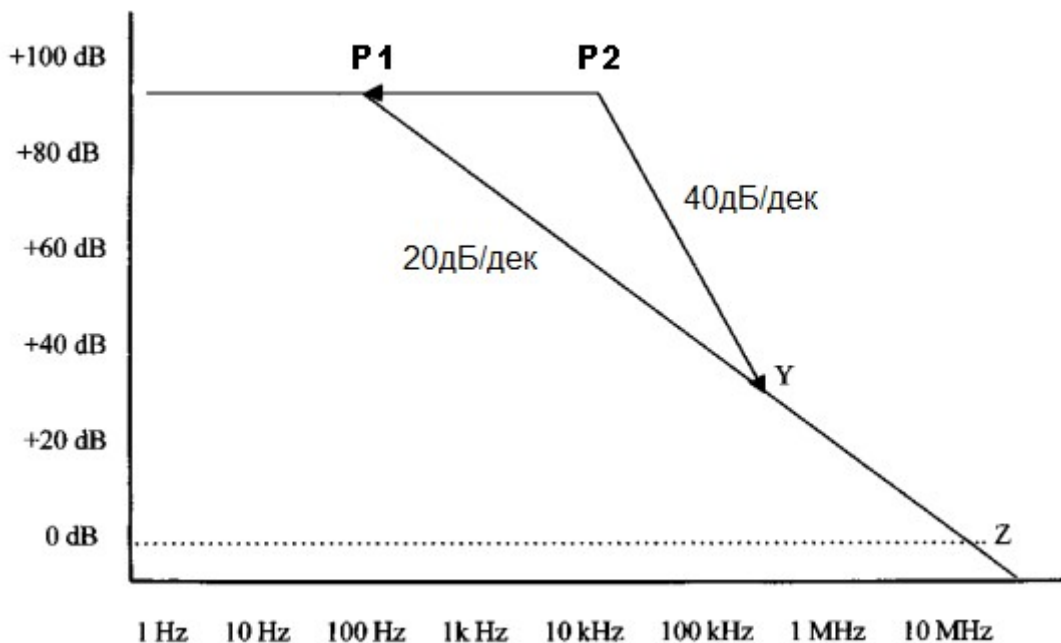


Рис. 3.4. Вид АЧХ УМЗЧ с двухполюсной коррекцией с разомкнутой петлей ООС

3.2. Разновидности входных каскадов. Дифкаскад.

На первых порах развития схемотехники транзисторных усилителей в качестве входного каскада использовался преимущественно каскад ОЭ. Первый транзисторный УМЗЧ был разработан Лином еще в 1956 году [13]. Усилитель имел двухкаскадный усилитель напряжения с токовой ООС, с коррекцией Миллера и бестрансформаторный квазикомплементарный ВК.

Следует отметить что отрицательная обратная связь была изобретена задолго до этого. 2 августа 1927 года молодой инженер Bell Labs (Manhattan) Харольд Блэк (Harold Black) изобрел усилитель с ООС. В дальнейшем большой вклад в развитие усилителей с ООС внесли Гари Найквист (Harry Nyquist), а также американский математик голландского происхождения Хендрик Ваде Бодде (Hendrik Wade Bode) и многие другие ученые.

Несколько слов об обратных связях. Неинвертирующие усилители с входным каскадом ОЭ обычно с токовой ООС (имеется в виду обратная связь током, в этом случае разностным сигналом ошибки является ток) по напряжению, а инвертирующие усилители - с параллельной ООС напряжением по напряжению. Если обратная связь берется с датчика тока после нагрузки, то такая связь называется обратной связью по току, которая в свою очередь может быть как напряжением, так и током (т.е. токовой). Эти понятия часто путают.

Таким образом обратные связи могут быть:

- напряжением по напряжению,
- током по напряжению,
- напряжением по току,
- током по току.

ООС по току повышает выходное сопротивление усилителя, превращает усилитель в генератор тока, а положительная ОС (ПОС) по току напротив, уменьшает выходное сопротивление, даже делает его

отрицательным. В этом случае область действия ПОС должна быть ограничена сверху частотой 200...300 Гц во избежание металлических призывков.

Если необходимо получить заданное выходное сопротивление применяют комбинированную ООС, т.е. по току и по напряжению одновременно. Кроме этого различают последовательные (series) и параллельные (shunting) обратные связи, а также по переменному и постоянному току.

Коррекцию усилителей можно осуществлять с помощью RLC-цепей как в ОС так и шунтированием нагрузки каскадов. Если коррекция приводит к росту усиления с ростом частоты (АЧХ отклоняется против часовой стрелки), то и фазовая характеристика отклоняется против часовой стрелки и такую коррекцию называют коррекцией «по опережению», и наоборот, если с ростом частоты усиление падает, то фазовая характеристика отклоняется по часовой стрелке, в этом случае коррекцию называют «по запаздыванию». Прегиб АЧХ по часовой стрелке называют полюсом, а против часовой стрелки нулем. Максимальное отклонение фазы которое вносит корректирующая цепь первого порядка может составить 90 градусов, причем на частоте перегиба АЧХ отклонение фазы составляет 45 градусов, а начинается отклонение с частоты $F_0/10$ и заканчивается на частоте $10F_0$, где F_0 – частота перегиба АЧХ. В результате наклон фазовой характеристики составляет 45 градусов на декаду. Иногда при коррекции по запаздыванию последовательно с корректирующим конденсатором (индуктивностью) включают резисторы, которые на частоте $1/2\pi RC$ делают перегиб АЧХ против часовой стрелки, т.е. создают ноль на характеристике, поэтому в зарубежной литературе их называют «нулирующими» резисторами.

И еще одна маленькая деталь. В неинвертирующих усилителях в качестве делителя ООС обычно используются достаточно высокоомные резисторы. В этом случае резистор подключаемый на землю имеет сопротивление от 1 до 3 кОм. А так как неинвертирующий транзистор для входного сигнала включен по схеме ОБ, то его база и замыкается на землю через большое сопротивление, что снижает эффективность его работы. С другой стороны высокоомный делитель делает ООС менее быстродействующей. Всем известно что высокоомные входы осциллографов имеют частотную коррекцию. Поэтому лучше оставить высокоомный резистор в качестве ООС по постоянному току, а по переменному выполнить ООС более низкоомным делителем и с него через конденсатор подать сигнал ОС в базу транзистора. Это решение было подсмотрено в японских усилителях и использовалось в ряде Амфионов.

Каскад ОЭ не долго продержался в «первых», его быстро сменили на ДК как имеющий по сравнению с ним, как тогда казалось, ряд преимуществ. Что это не совсем так мы скоро убедимся на конкретных примерах. Поэтому до недавнего времени подавляющее большинство ОУ выпускалось с дифференциальным каскадом на входе, а УМЗЧ — по сей день.

Дифференциальный каскад наряду с малыми вносимыми искажениями имеет ряд других уникальных свойств (высокая температурная стабильность, нечувствительность к синфазным сигналам и др.) благодаря которым и имеет широкое применение.

Не вдаваясь в строгие теоретические расчеты приведем лишь ориентировочные формулы, достаточные для прикидочных расчетов.

Так как входной каскад большинства УМЗЧ является преобразователем входного напряжения в ток, то нас в первую очередь интересует такой параметр каскада как крутизна.

Крутизна каскада ОЭ без эмиттерного резистора равна:

$$G_m = I/\varphi, \text{ мА/В}$$

где I – ток коллектора в мА,

$\varphi = 0,026 \text{ В}$ — температурный потенциал.

Сопротивление эмиттерного перехода примерно равно: $r_{э} \sim \varphi/I_{э}$ и при токе эмиттера равном 1 мА равно 26 Ом. При введении в эмиттерную цепь резистора его сопротивление складывается с сопротивлением эмиттерного перехода и уменьшает крутизну каскада пропорционально $(\varphi + U_r)$:

$$G_m = I/(\varphi + U_r)$$

где U_r – падение напряжения на эмиттерном резисторе.

Кроме того введение резистора в эмиттерную цепь уменьшает вносимые искажения (благодаря местной ООС) и увеличивает выходное сопротивление каскада.

Коэффициент усиления по напряжению можно ориентировочно оценить по следующей формуле:

$$K_u = G_m R_k = R_k/(r_{э} + R_{э})$$

где R_k — полное сопротивление в коллекторной цепи с учетом комплексного входного сопротивления следующего каскада,

$R_{э}$ — сопротивление в цепи эмиттера.

Крутизна ДК без эмиттерных резисторов при несимметричном съеме сигнала примерно равна:

$$G_m = I_o/4\varphi$$

где I_o – суммарный ток транзисторов ДК, мА

$\varphi = 26 \text{ мВ}$ — температурный потенциал

Таким образом крутизна ДК в 2 раза (6 дБ) меньше чем с таким же током коллектора каскада ОЭ, соответственно в 2 раза меньше и усиление при съеме сигнала только с одного плеча ДК.

Линейарезирующее действие эмиттерных резисторов тем больше, чем больше падение напряжения на них по отношению к φ , рис. 3.5. [2].

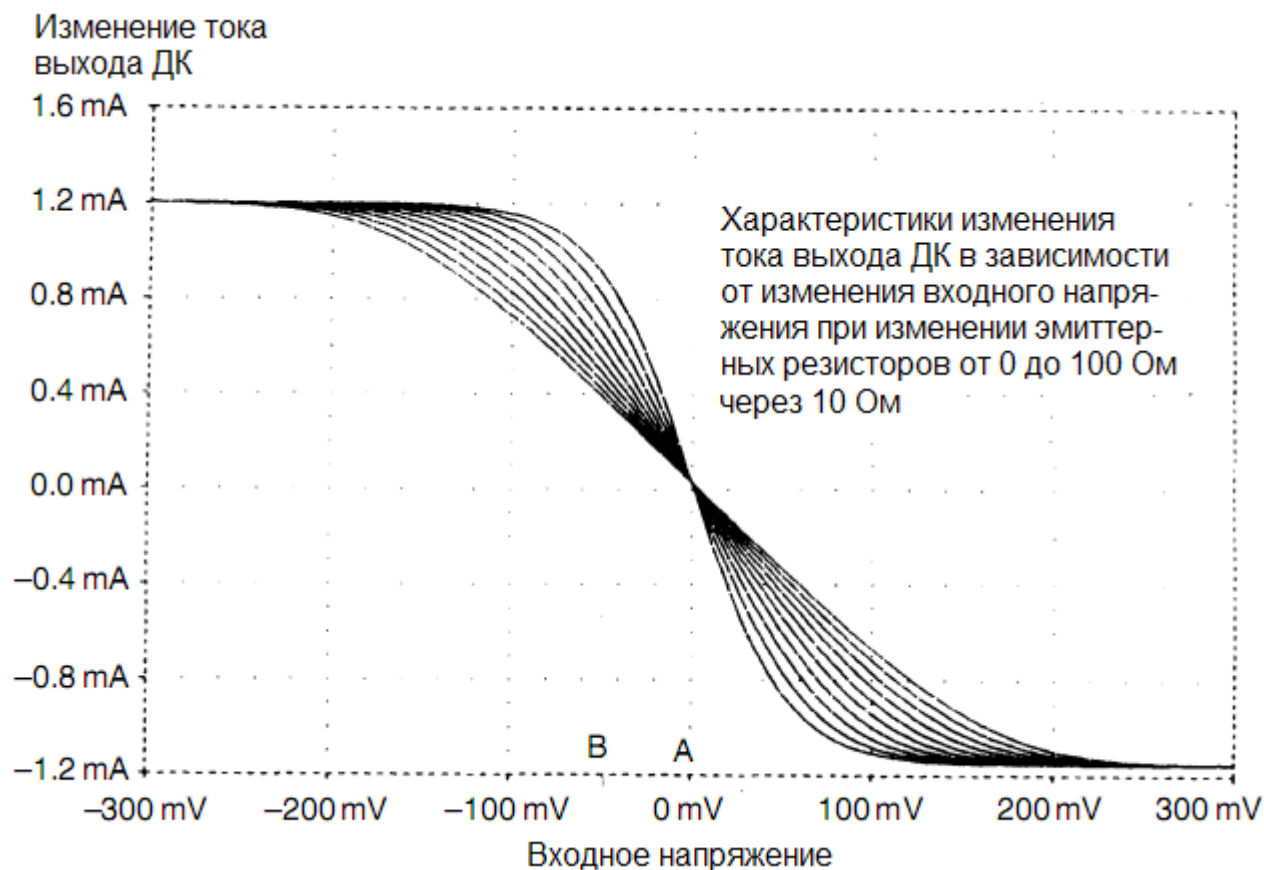


Рис. 3.5. Линеаризация ДК с помощью эмиттерных резисторов

Таким образом расширять линейную область работы ДК можно не только увеличением резисторов, но и увеличением тока ДК (в разумных пределах) что более выгодно, т.к. не приводит к снижению крутизны каскада.

Увеличение усиления ДК возможно по следующим направлениям:

1. За счет подключения следующего каскада через эмиттерные повторители.
2. Уменьшением резисторов в эмиттерах транзисторов ДК.
3. Каскодное включение транзисторов ДК и активной нагрузки (каскадное токовое зеркало) в сочетании с п.1.

Исходя из графика рис. 3.5. понятно почему для ДК важна его правильная балансировка. Если ДК не сбалансирован (рис. 3.6) что очень часто бывает в несимметричных схемах УМЗЧ, то возрастают квадратичные искажения вносимые входным каскадом.

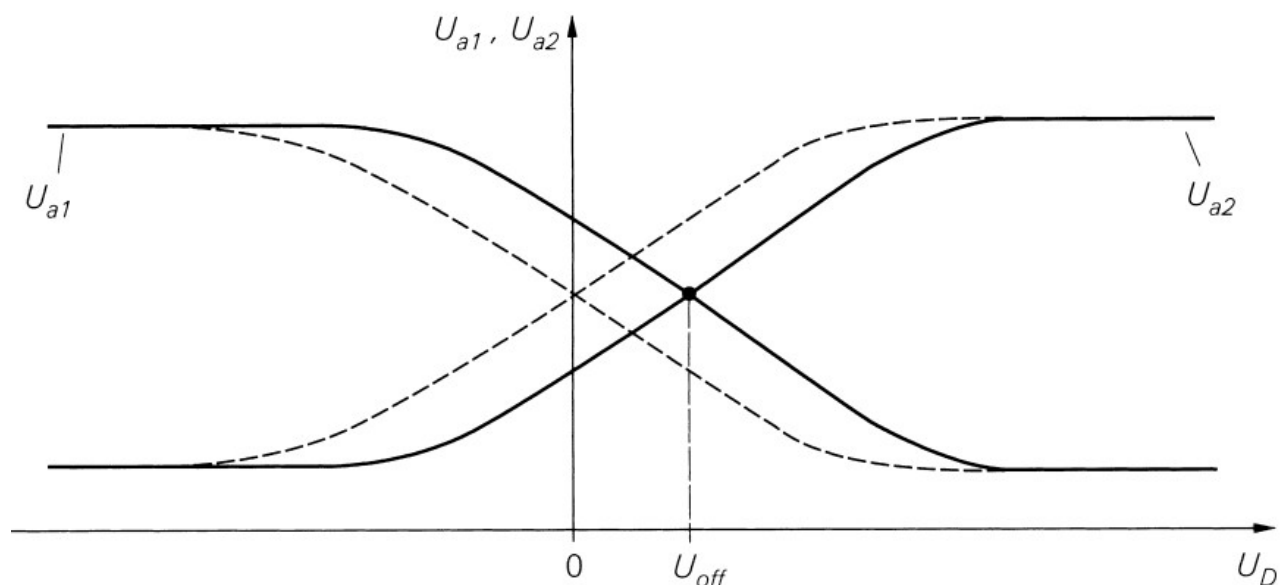


Рис. 3.6. Выходные характеристики ДК при разбалансировке

ДК может использоваться как в инвертирующем так и в неинвертирующем режиме, зависит от того с какого плеча ДК снимается сигнал.

Полоса пропускания обоих каскадов при использовании резистивной нагрузки сопротивлением около 1 кОма составляет 100 МГц и более. Однако при введении резисторов в цепь базы (последовательно со входом) полоса пропускания резко сужается. Так например резистор сопротивлением 1 кОм снижает граничную частоту каскада ОЭ более чем в 10 раз, а ДК — более чем в 20 раз за счет входной емкости Миллера. При малых входных сигналах с базовыми резисторами вносимые искажения несколько возрастают, однако при больших сигналах искажения чуть меньше чем без базовых резисторов, т.е. резисторы в цепи базы способствуют лишь незначительному повышению перегрузочной способности.

3.3. Входной каскад в составе драйвера

Так как работа входного каскада в значительной степени зависит от нагрузки, которой является входное сопротивление второго каскада, то лучше всего рассматривать их вместе. В зарубежной литературе усилительную часть по напряжению до ВК называют одним словом драйвер.

Для начала рассмотрим простейший одноктактный драйвер с токовой ООС характерный для УМЗЧ 60-х годов и использованный в [14], [15], рис. 3.7. Учитывая что резистор ООС низкоомный для исключения его влияния на нагрузку УН в схему добавлен двухтактный параллельный повторитель напряжения на транзисторах VT3-VT6. В качестве резистора нагрузки возьмем типовое значение входного сопротивления ВК [2].

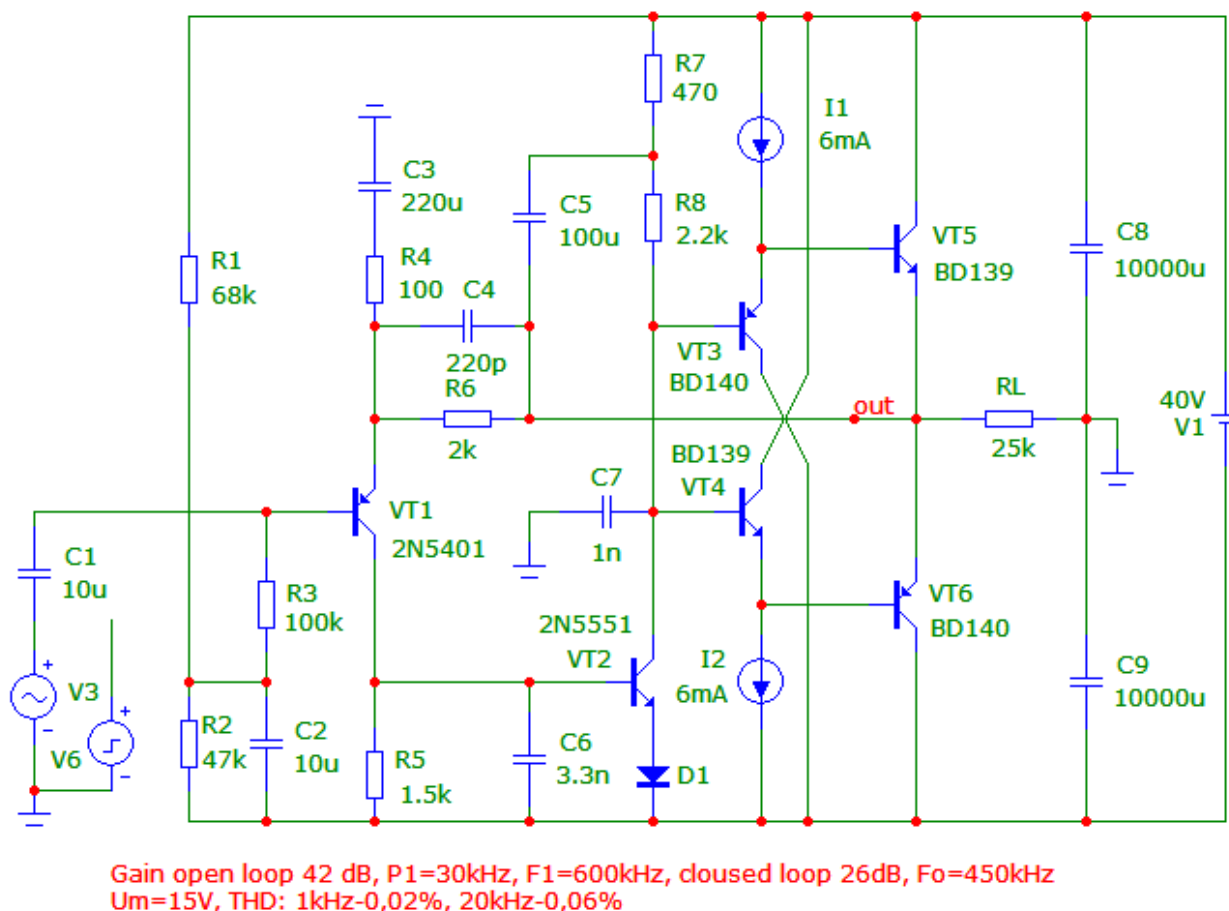


Рис. 3.7. Однотактный драйвер по схеме ОЭ-ОЭ.

Для этого драйвера характерна высокая частота первого полюса, $P1 = 30 \text{ кГц}$; частота единичного усиления относительно невысока, $F1=600 \text{ кГц}$; усиление с разомкнутой петлей ООС всего 42 дБ, с замкнутой — 26 дБ; запас по фазе 90 градусов; нелинейные искажения на частоте 1 кГц — 0,02%, на частоте 20 кГц — 0,06%. Коррекция по запаздыванию шунтирующая: в первом каскаде конденсатором $C6$, во втором каскаде конденсатором $C7$. Подбором конденсатора $C4$ добиваются хорошей формы сигнала типа прямоугольник — коррекция на опережение. Подбором резистора $R1$ выставляют половину питающего напряжения в средней точке. Для стереоусилителя необходимо иметь два отдельных выпрямителя от отдельных обмоток трансформатора. Такое решение источника питания характерно для всех разработок И. Акулиничева.

Ну а сейчас рассмотрим драйвер ВК использованный в усилителе выдающегося английского инженера Джона Линслей Худа [16] рис. 3.8. Из достоинств этого усилителя то, что по тем временам он имел мощность 75 Ватт на нагрузке 8 Ом с искажениями на частоте 1 кГц не более 0,01%. К особенностям этого усилителя можно отнести также то, что в нем уже используется генератор тока на ПТ типа 2N5457 для стабилизации тока ДК, диод Баксандаля был шунтирован конденсатором емкостью 0,022 мкФ, в обоих плечах ВК применена грамотно рассчитанная защита от перегрузки и короткого замыкания в нагрузке. В усилителе применена комбинированная схема коррекции: шунтирующая коррекция по запаздыванию с нулирующим резистором в нагрузке ДК ($R5$, $C2$) и коррекция по запаздыванию с помощью конденсатора $C5$ в ООС.

В нашей прессе в том же году был также опубликован первый усилитель с ДК на входе с куда более скромными параметрами [17]. В дальнейшем эта разработка легла в основу промышленных усилителей «Электрон-103», а также использовалась в усилителе электробаяна. К его достоинствам следует отнести то что в нем использован трехкаскадный квазикомплементарный выходной каскад. Балансировку ДК можно производить подбором одного из резисторов задающих ток ДК (R4, R5) или резистором R8 по равенству падения напряжений на резисторах R2, R3.

В примере (рис. 3.8) я умышленно заменил генератор тока на ПТ на обычный ГСТ так как его ток более предсказуем. В отсутствие выходного каскада нагрузкой драйвера в данном случае помимо резистора RL служит и резистор обратной связи R10. Так что сопротивление нагрузки драйвера равно 25 кОм (номинальное сопротивление нагрузки для УН в соответствии с [2]).

Драйвер имеет следующие характеристики:

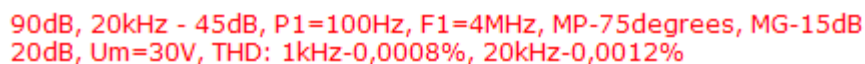
- усиление по напряжению - 20 дБ,
- граничная частота — 340 кГц,
- усиление с разомкнутой ООС — 90 дБ,
- частота первого полюса — 100 Гц,
- частота единичного усиления — 4 МГц,
- запас по фазе — 75 градусов,
- запас по амплитуде — 15 дБ,
- коэффициент нелинейных искажений на частоте 1 кГц — 0,0008%, на частоте 20 кГц — 0,0012%.

Следует отметить что для того времени это очень высокие параметры. Кроме того он имеет высокую скорость нарастания сигнала. Даже на частоте 200 кГц нет признаков переходных интермодуляционных искажений типа TIM (Transient intermodulation distortion). Искажения такого рода возникают на фронтах сигналов при недостаточной скорости нарастания выходного сигнала. Скорость нарастания гармонического сигнала связана с максимальной частотой f_v и максимальной амплитудой U_m при которой сигнал передается без искажений выражением:

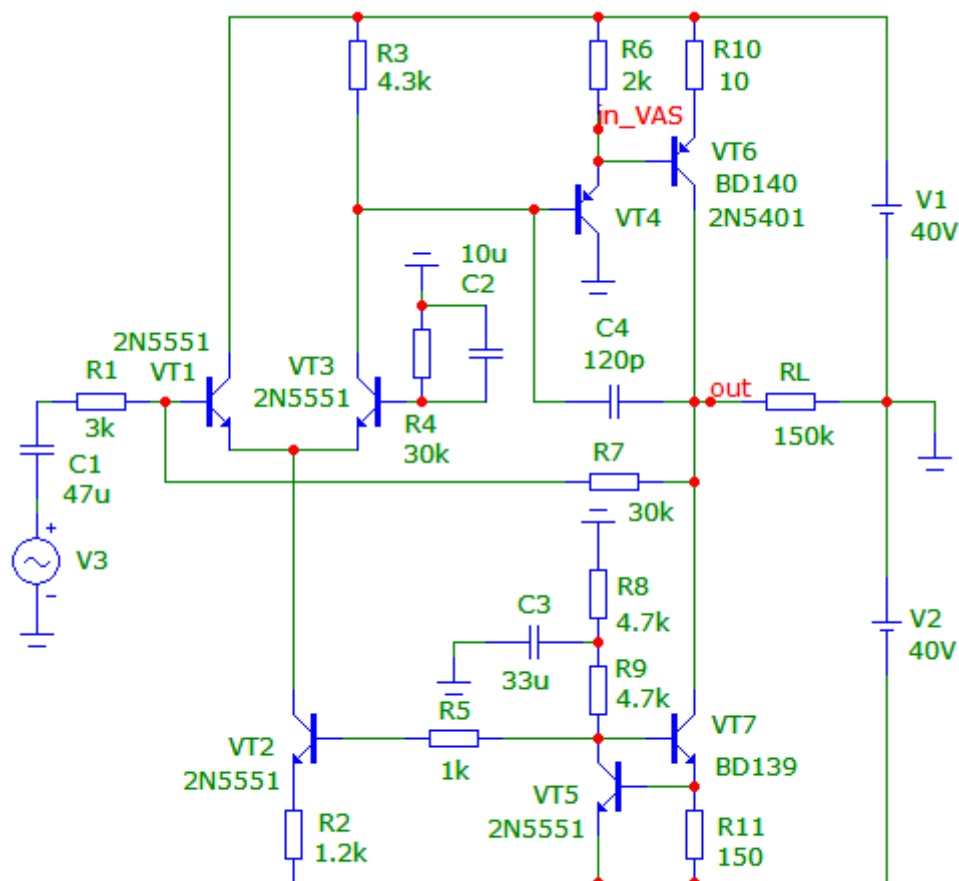
$$V_u = 2\pi f_v U_m = 2\pi f_v \sqrt{2PR_n}$$

где P — выходная синусоидальная мощность;

R_n — сопротивление нагрузки



Чтобы оценить достоинства примененной коррекции ничего не меняя в схеме применим к ней стандартную коррекцию Миллера исключив оригинальные цепи коррекции рис. 3.9. Сняв малосигнальные характеристики на первый взгляд может показаться что характеристики улучшились: вдвое поднялась частота первого полюса, на 5 дБ возросло усиление на частоте 20 кГц, граничная частота с 340 кГц поднялась до 900 кГц при той же частоте единичного усиления 4 МГц. Однако при измерении нелинейных искажений на частоте 20 кГц выяснилось что усилитель с такой коррекцией имеет низкую скорость нарастания, что приводит к значительным динамическим искажениям сигнала, рис.3.10.



90dB, 20kHz - 50dB, P1=200Hz, F1=4MHz, MP-26degrees
20dB, Um=30V, THD: 1kHz-0,0008%, 20kHz-10% (TIM-distortion)

Рис. 3.9. Драйвер Джона Линсли Худа со стандартной коррекцией Миллера [2].

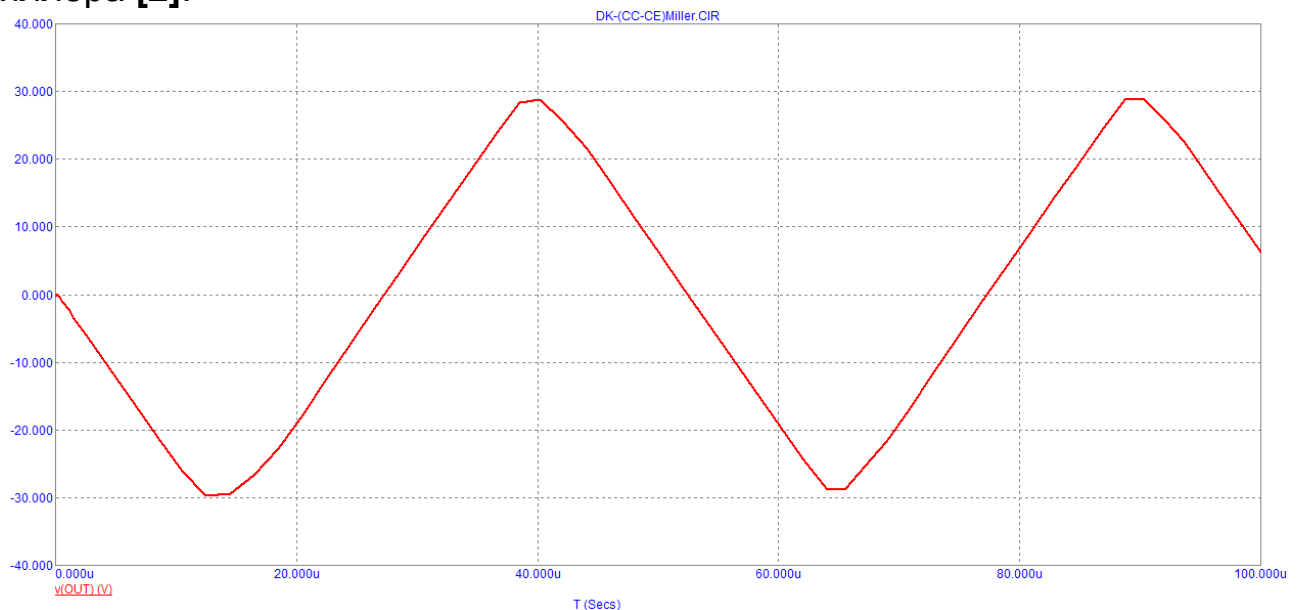


Рис. 3.10. TIM-искажения с коррекцией Миллера на частоте 20 кГц

Более детальный анализ показывает что с новой коррекцией снизился запас по фазе с 75 до 26 градусов, при изменении нагрузки (RL) появились дрожания фазы на входе УН до 14 градусов на частоте 20 кГц.

Поэкспериментируем с этим каскадом еще. С целью повышения перегрузочной способности входного каскада введем в эмиттерные цепи резисторы сопротивлением 100 Ом, а с целью уменьшения искажений ДК из-за его разбалансировки используем в качестве нагрузки токовое зеркало (рис. 3.11) что одновременно повысит усиление ДК на 6 дБ за счет

симметричного съема сигнала и повысит скорость нарастания сигнала. Диод VD1 служит для исключения насыщения транзистора VT8 при клипировании сигнала. В таком виде по выражению Дугласа Селфа это «безупречный» драйвер [2], правда Дуглас Селф предпочитает использовать коррекцию Миллера, которая, как мы убедились, работает хуже.

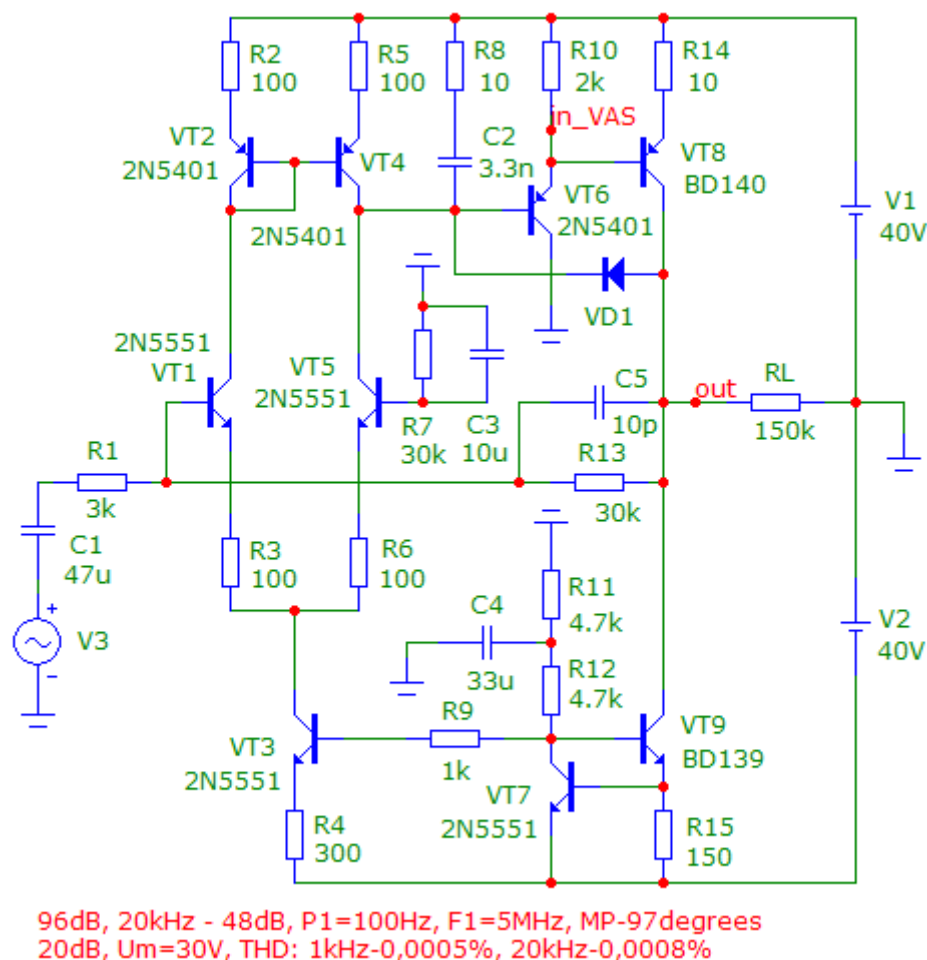


Рис. 3.11. Модификация драйвера Джона Линсли Худа с ОТ

Исследование модифицированного драйвера показало, что нелинейные искажения во всем звуковом диапазоне снизились в 1,5 раза, запас по фазе увеличился до 97 градусов. Если отказаться от коррекции Джона Линсли Худа и применить двухполюсную коррекцию, то можно снизить искажения еще в 3 раза, но в этом случае динамические искажения начинают проявляться уже на частоте 80 кГц, и появляются дрожания фазы на входе УН до 30 градусов на частоте 20 кГц. Так что считаю эту модификацию наиболее оптимальной. Кстати похожая коррекция была применена и в усилителе В.Шушурина [18], характерной особенностью которого является использование буфера в УН. Квазикомплементарный выходной каскад выполнен с использованием диода Баксандаля. К недостаткам усилителя можно отнести отсутствие балансировки ДК. Балансировка предложенная автором [18] с помощью подстроечного резистора изменяющего потенциалы на входах ДК позволяет выставить нулевое напряжение на выходе усилителя ценой еще большей разбалансировки ДК. Балансировку ДК можно выполнить подстройкой тока ГСТ в эмиттерах ДК, либо подбором резистора R7 в коллекторе транзистора

VT1, либо подбором резистора R12 в эмиттере транзистора VT4 по одинаковому падению напряжений на коллекторных резисторах ДК. Искажения усилителя можно уменьшить вдвое если уменьшить резисторы R25, R26 с 270 до 51 Ома, а также резисторы R27, R28 с 0,51 до 0,2 Ом. Рекомендуется также уменьшить емкости конденсаторов C13 с 33 нФ до 3,3 нФ, C5 со 100 пФ до 47 пФ.

Если применить каскад Джона Линслей Худа в симметричном усилителе, то можно ожидать дальнейшего снижения искажений за счет взаимной компенсации что и сделал Ерно Борбели (E. Borbeley) в 1983 году [19], [20], рис. 3.12. Как и предполагалось драйвер имеет ничтожно малые искажения во всем звуковом диапазоне, не более 0,00012%. Кроме этого варианта в [19] приведена схема драйвера с повышенной термостабильностью за счет применения транзисторов эмиттерных повторителей другой структуры. Параметры второго варианта по нелинейным искажениям незначительно хуже, т.к. примерно в два раза меньше коэффициент усиления с разомкнутой ООС за счет вдвое меньших сопротивлений резисторов R5, R6. На рисунке 3.13 показан модифицированный драйвер Ерно Борбелли. Его искажения также малы и не превышают 0,0004% во всем звуковом диапазоне.

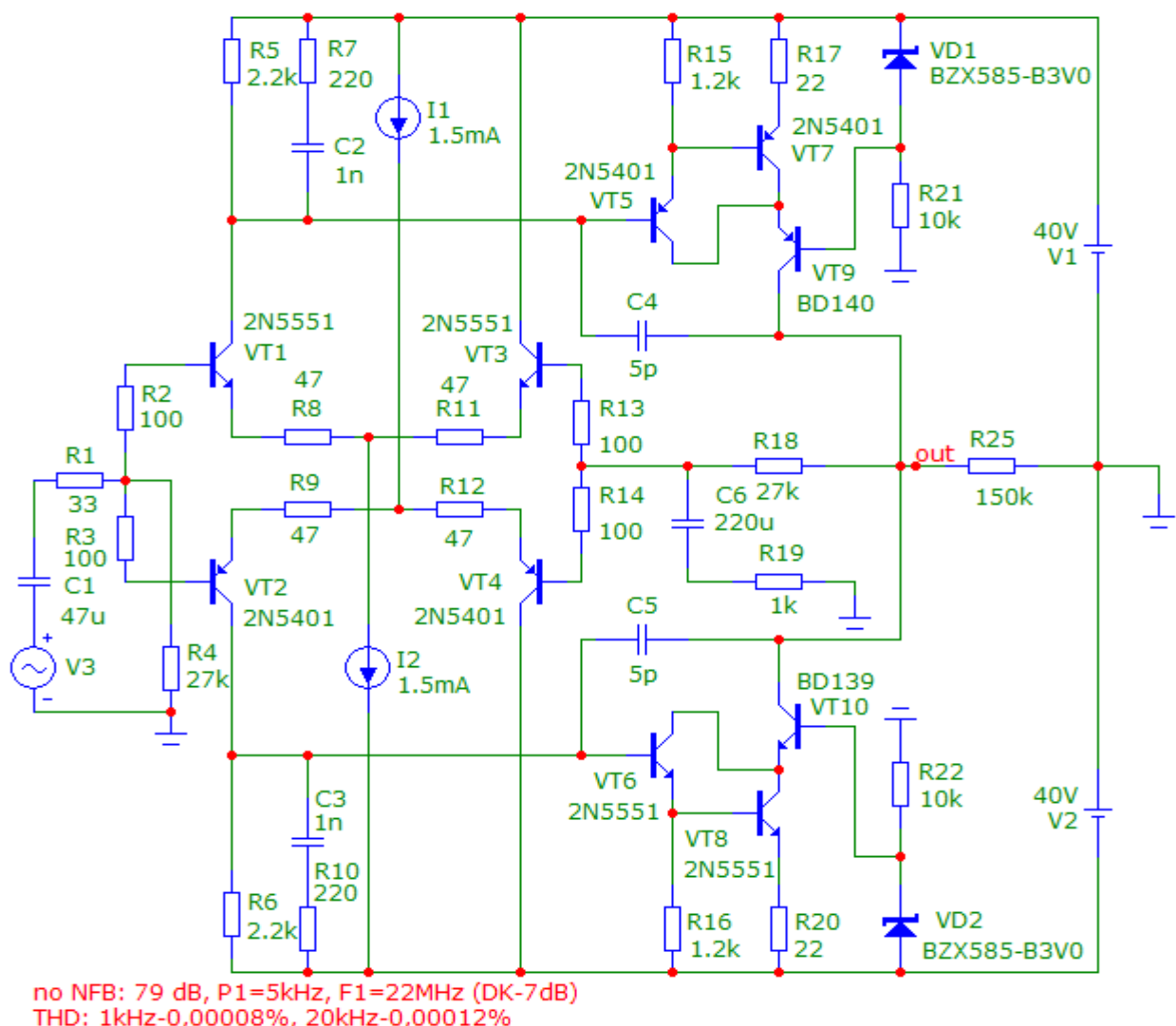


Рис. 3.12. Драйвер Ерно Борбели

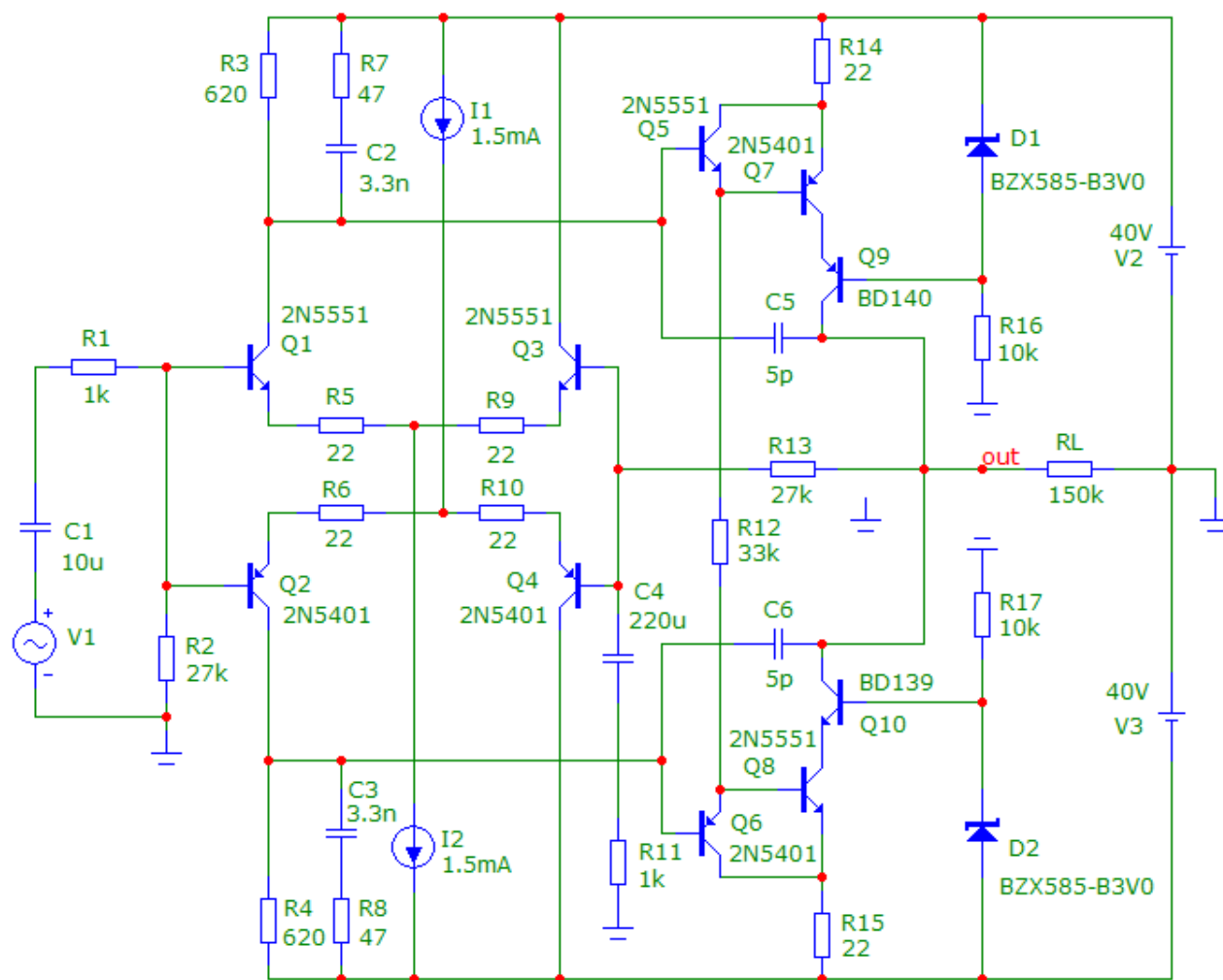


Рис. 3.13 Модифицированный драйвер Эрно Борбелли

Если схему рис. 3.11 выполнить симметричной, то получится драйвер рис. 3.14 [21].

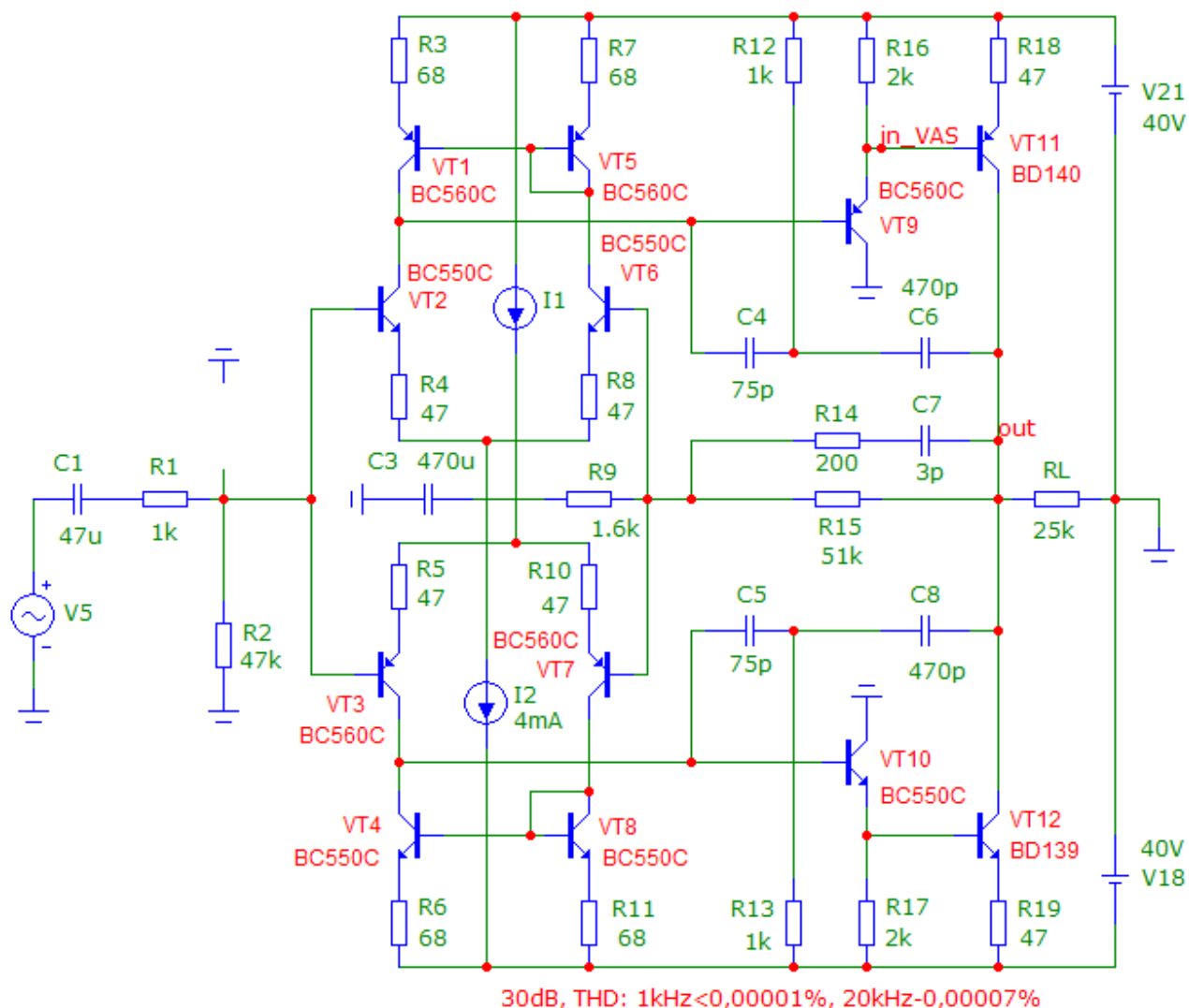


Рис. 3.14. Симметричный драйвер с ОТ в нагрузке ДК

При усилении 30 дБ вносимые искажения на частоте 1 кГц не превышают 0,00001%, а на частоте 20 кГц всего 0,00007% благодаря двухполусной коррекции C4, C6, R12 (C5, C8, R13). Более подробную информацию по применению TPC (Two Pole (Miller) Compensation) можно найти в [2] и других источниках.

Недостатком этой схемы является неопределенность тока УН. Поэтому во избежание его бесконтрольного роста должны быть приняты дополнительные меры, т.е. добавлены ограничители тока как это сделано в некоторых схемах [21].

Еще один драйвер на котором хотелось бы остановиться это драйвер усилителя Маршала Лича (Marshal Leach) [22] рис. 3.15. Несмотря на глубокие местные связи с помощью эмиттерных резисторов нелинейные искажения драйвера относительно велики: 0,02% на частоте 1 кГц и 0,15% на частоте 20 кГц. Другой недостаток — нет запаса по фазе, измерялось без конденсатора C2. Непонятно из каких соображений выбрано напряжение питания для каскода 39 В (в примере напряжение уменьшено до 30 В в связи с напряжением питания ± 40 В), я бы ограничился напряжением стабилитронов в пределах 5...10 В, а вместо резисторов задающих ток ДК

применил бы ГСТ. Очень низкая нагрузочная способность УН т.к. ток покоя менее 3 мА. В результате параметры этого драйвера не на той высоте как ожидалось. Примерно такие же искажения, чуть выше, имеет и полная схема усилителя.

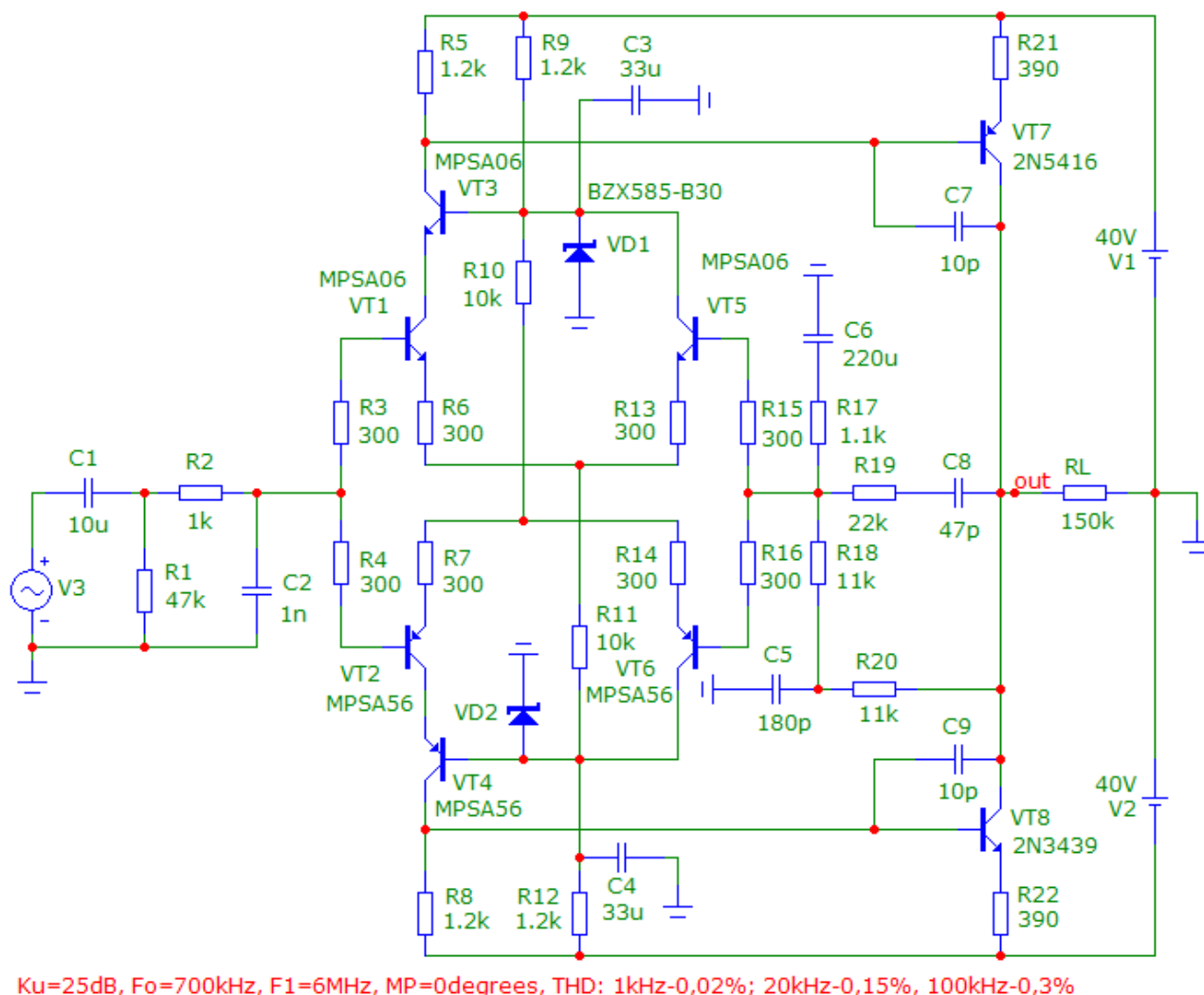


Рис. 3.15. Драйвер усилителя Маршала Лича [22]

В качестве следующего примера рассмотрим симметричный драйвер с каскодным УН (ОК-ОБ), рис. 3.16. Похожая структура драйвера была использована и в усилителе [23]. Коррекция драйвера напоминает коррекцию ранее рассмотренного драйвера Джона Линслей Худа. Для этого драйвера также характерны ничтожно малые нелинейные искажения, не более 0,0003% во всем звуковом диапазоне и высокая скорость нарастания сигнала. Дрожание фазы сигнала при изменении нагрузки от 5 до 85 кОм на входе УН отсутствуют. Драйвер имеет усиление 87 дБ, при частоте единичного усиления 10 МГц и полосу пропускания 250 кГц (без C2). С конденсатором C2 частота единичного усиления снижается до 1 МГц, а запас по фазе равен 42 градуса. Ток покоя УН около 7,5 мА.

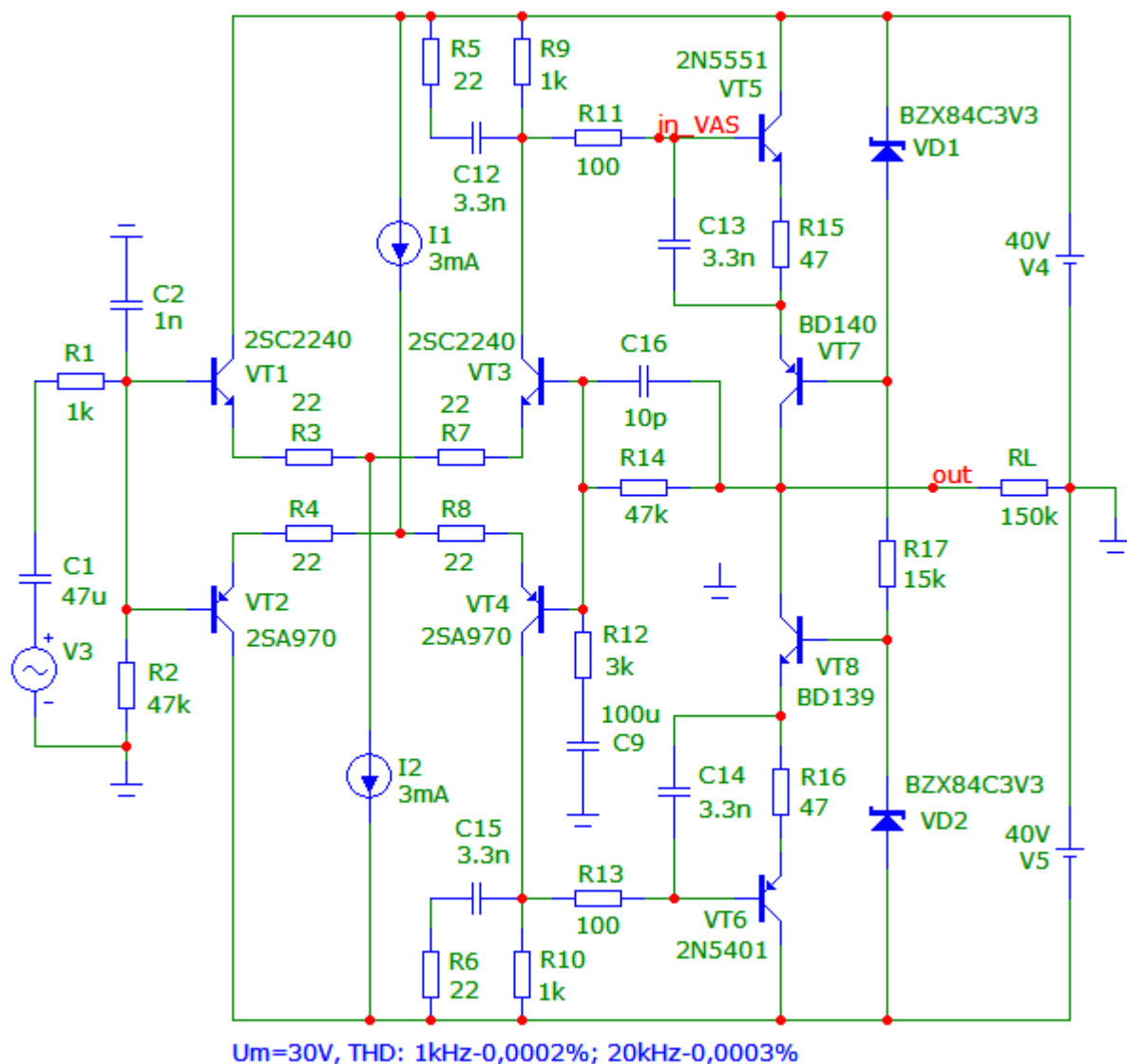
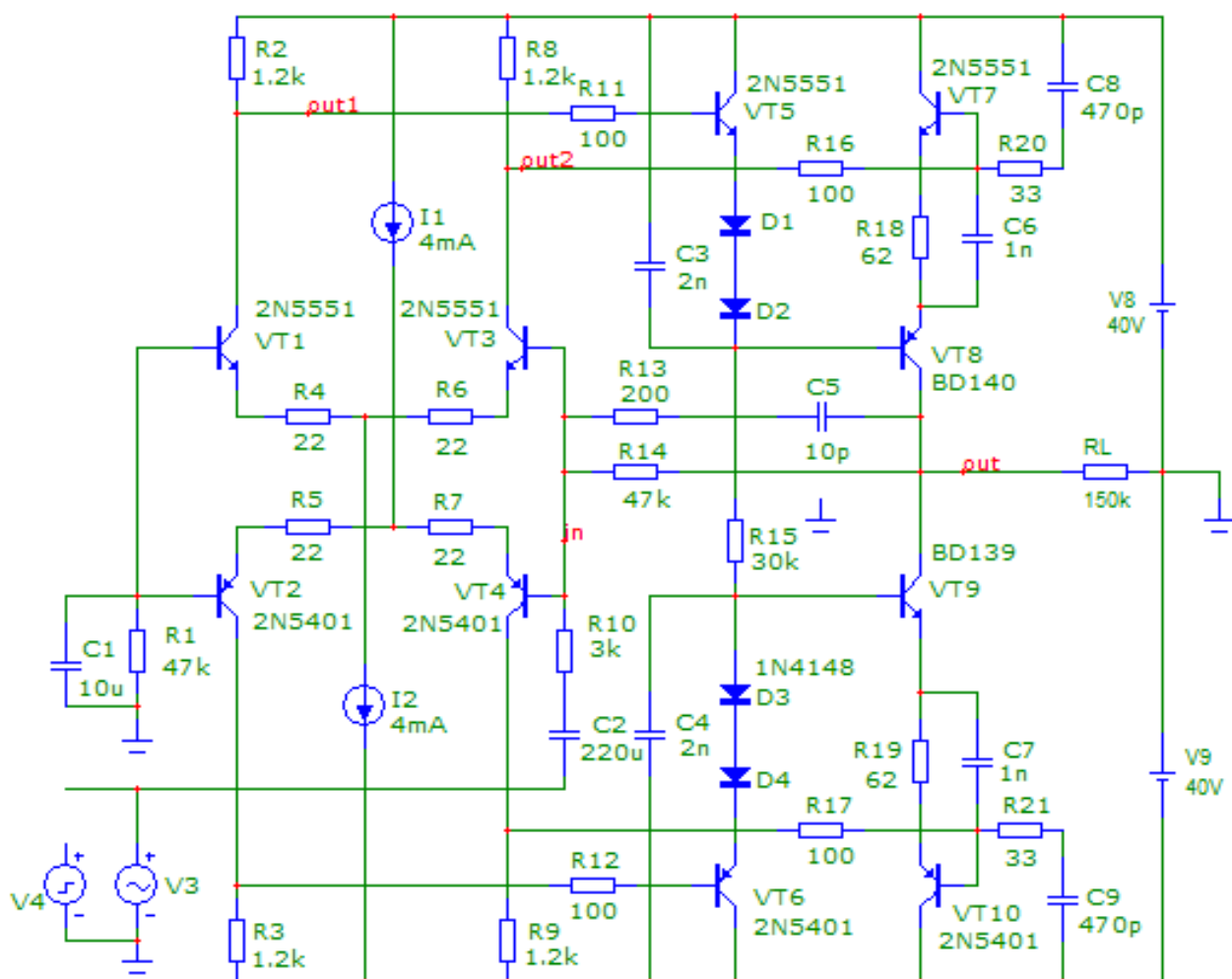


Рис. 3.16. Драйвер ВК с каскодным УН

Искажения можно снизить еще в 2 раза если применить дифференциальный съем сигнала с ДК [6], рис.3.17. Эмиттерные повторители как обладающие индуктивным выходным сопротивлением склонны к самовозбуждению на очень высоких частотах. Чтобы предупредить подобное явление пришлось несколько усложнить цепи коррекции. Усиление с разомкнутой петлей ООС составляет 90 дБ при частоте первого полюса равной 13 кГц. Частота единичного усиления составляет 8 МГц, запас по фазе около 90 градусов. Граничная частота равна 400 кГц. Нелинейные искажения не более 0,00015% во всем звуковом диапазоне частот. Спектр гармоник ограничивается 2-й и 3-й гармониками.



90dB, P1=13 kHz, F1=8 MHz, MP>90degrees
23dB; THD: 1kHz-0,0001%, 20kHz-0,00015%, чистый меандр, нет высших гармоник

Рис. 3.17. Драйвер ВК с симметричным съемом сигнала с ДК

Если в качестве транзисторов ДК использовать полевые транзисторы типа JFET, то можно существенно упростить схему, т.к. отпадает необходимость в истоковых генераторах тока, рис. 3.18 [24]. Для этого драйвера характерен съем сигнала с обоих выходов ДК. Несмотря на относительно небольшое усиление с разомкнутой петлей ООС, всего 70 дБ, усилитель имеет небольшие искажения, причем одинаковые во всей полосе звуковых частот, всего 0,003%. Спектр гармоник ограничен 2 и 3-й гармоникой. Частотная коррекция предельно проста и обеспечивает запас по фазе более 90 градусов. Подбором резистора R4 устанавливают ток покоя транзисторов УН около 10 мА по падению напряжения на резисторах R10 (R11). Первый полюс на частоте 2 кГц при частоте единичного усиления 6,5 МГц. Следует отметить что такой съем сигнала с ДК был организован в одном из первых скоростных операционных усилителей LH0024.

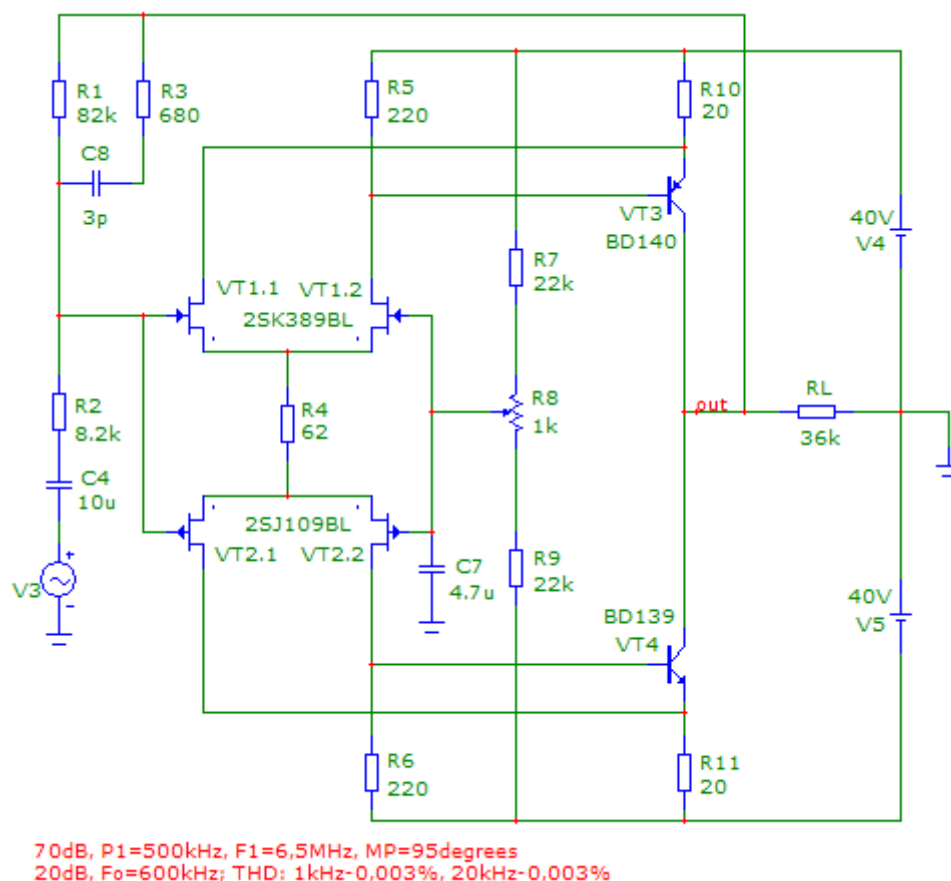


Рис. 3.18. Драйвер с полевыми транзисторами в ДК [24].

Еще один, пожалуй самый простой высококачественный драйвер, всего на 4-х транзисторах, показан на рисунке 3.19.

К достоинствам этого драйвера можно отнести высокую частоту первого полюса (17 кГц), большой запас по фазе (72 градуса), высокую скорость нарастания сигнала, а также ничтожно малые нелинейные искажения во всей полосе звуковых частот (не более 0,0006%).

Электролитические конденсаторы работают под напряжением поляризации около 700 мВ, а переменное напряжение в эмиттерах транзисторов не превышает несколько мВ. Так что вносимые ими искажения ничтожно малы.

Аналогичное построение драйвера, только входной каскад выполнен по схемотехнике усилителей с ТОС, выполнено в достаточно простом и высококачественном усилителе с индуктивной коррекцией в первом каскаде [25]. Дальнейшее развитие этот вариант драйвера получил в разработке [26].

Следует отметить что использование индуктивной коррекции позволяет увеличить коэффициент усиления в звуковом диапазоне частот до 20 дБ и более, что на столько же увеличивает глубину ООС и как следствие более чем в 10 раз снижает искажения. Кроме того такая коррекция позволяет уменьшить и коррекцию Миллера в УН что также благоприятно сказывается на динамических характеристиках [23].

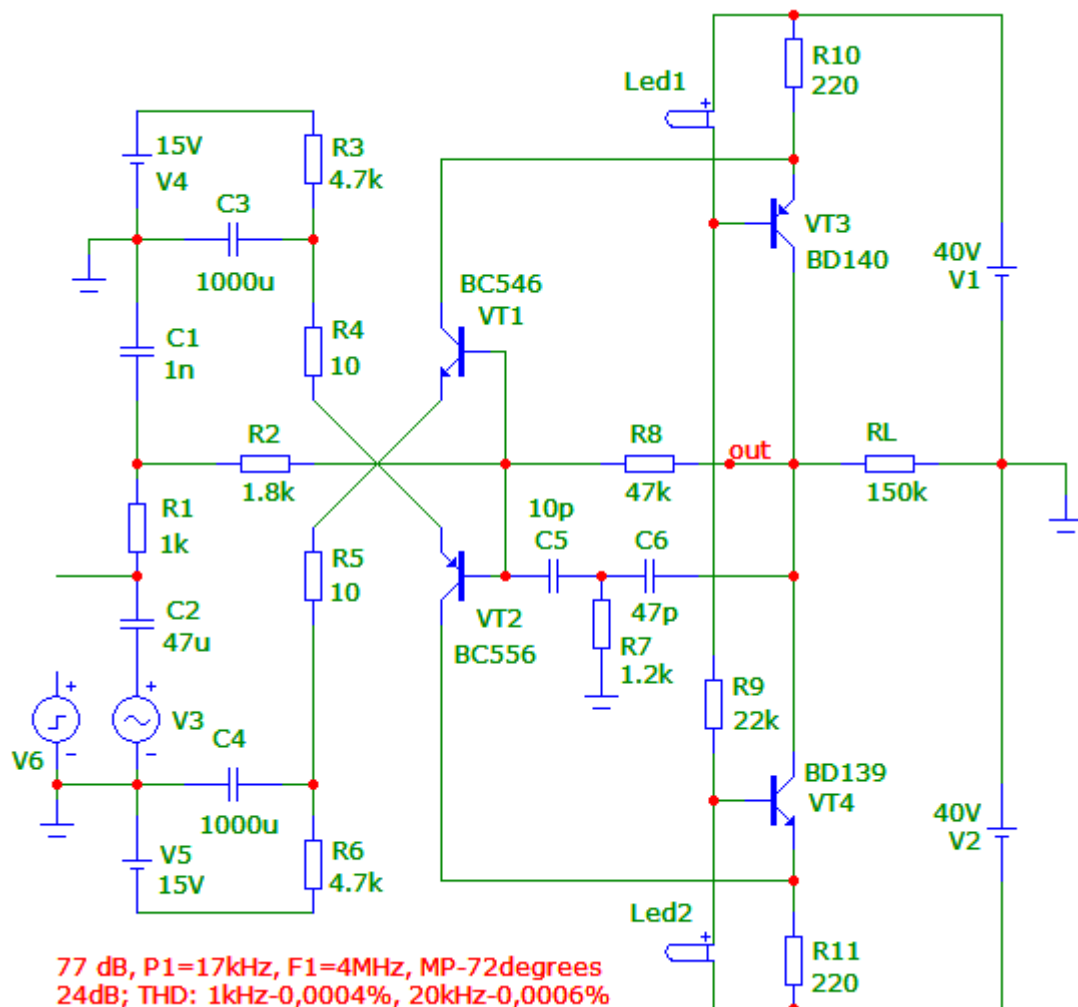
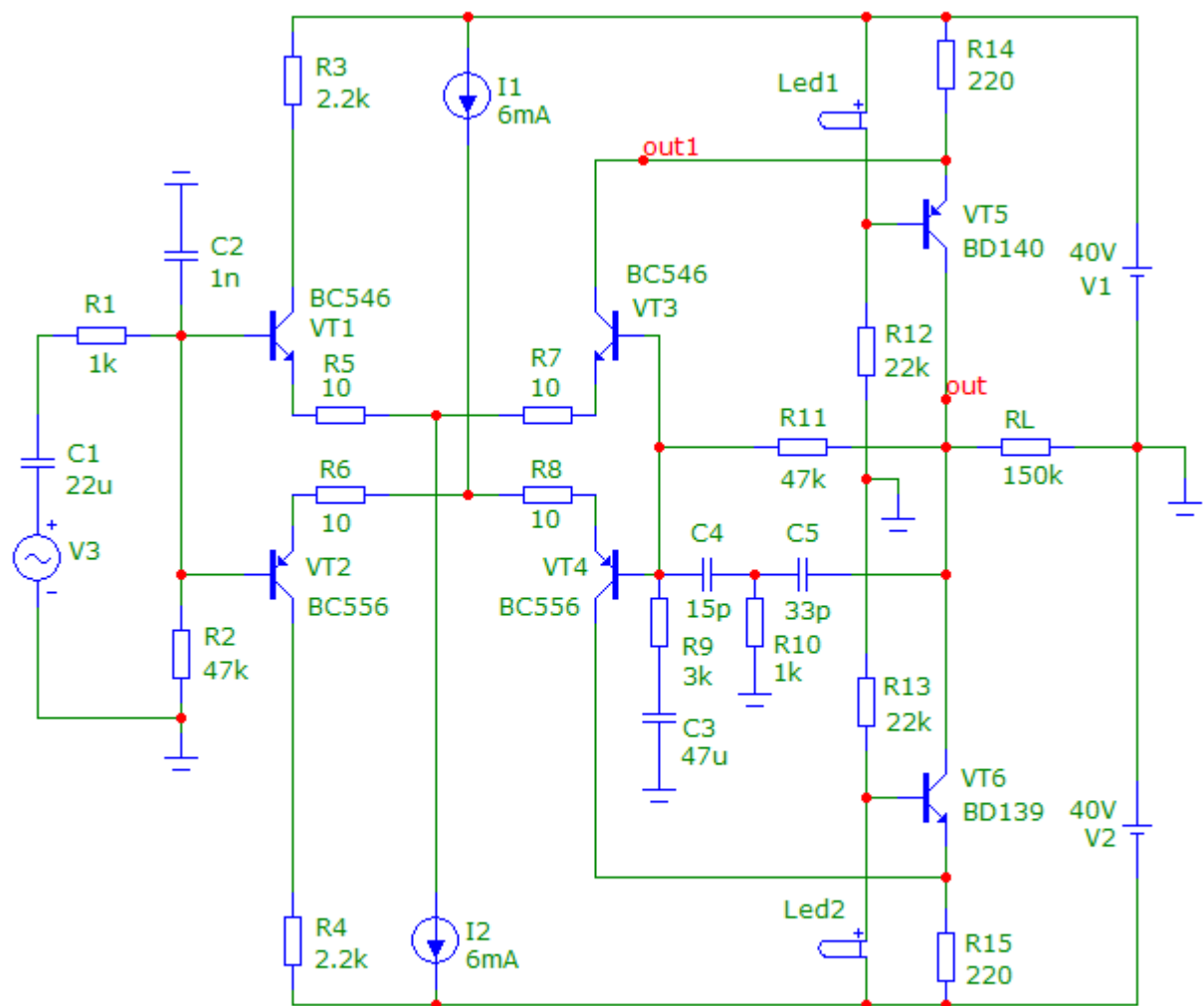


Рис. 3.19. Инвертирующий драйвер по схеме ломаный каскод.

А теперь проверим что даст нам ДК в аналогичном включении, рис. 3.20. В обоих случаях выбраны одинаковые режимы по постоянному току, использованы одни и те же модели транзисторов, одинаковые светодиоды зеленого свечения, для линейарезации использованы одинаковые резисторы в эмиттерах транзисторов входного каскада. В обоих случаях измерения характеристик производились без входного НЧ-фильтра, т.е. без конденсатора 1 нФ после резистора R1 1 кОм. В обоих случаях использована одна и та же двухполюсная коррекция. Но вопреки ожиданиям искажения во второй схеме, т.е. с ДК на входе, в 3 раза больше.

Можно предположить что виновато входное плечо ДК, которое фактически не охвачено общей ООС, оно работает как эмиттерный повторитель для второго плеча включенного по схеме ОБ. Вторая причина это почти на 6 дБ меньше глубина ООС за счет меньшей в 2 раза крутизны ДК. Вот вам и пресловутые преимущества ДК перед ОЭ.



no NFB: 72 dB, P1=50kHz, F1=10MHz, MP=19degrees
 THD: 1kHz-0,0012%, 20kHz-0,0016% одна третья гармоника

Рис. 3.20. Драйвер по схеме ДК-ОБ

Следующий пример это драйвер в котором и входной каскад и усилитель напряжения выполнены на ДК, рис. 3.21. Испытания этого варианта драйвера подтвердили его высокие предполагаемые характеристики: усиление с разомкнутой ООС — 88 дБ, частота первого полюса $P1=600$ Гц, частота единичного усиления 22 МГц, запас по фазе 90 градусов, нелинейные искажения на частоте 1 кГц — 0,0003%, на частоте 20 кГц — 0,001%, только 2 и 3 гармоники. Правда по нелинейным искажениям на частоте 20 кГц несколько уступает более простой схеме без ДК, рис. 3.19.

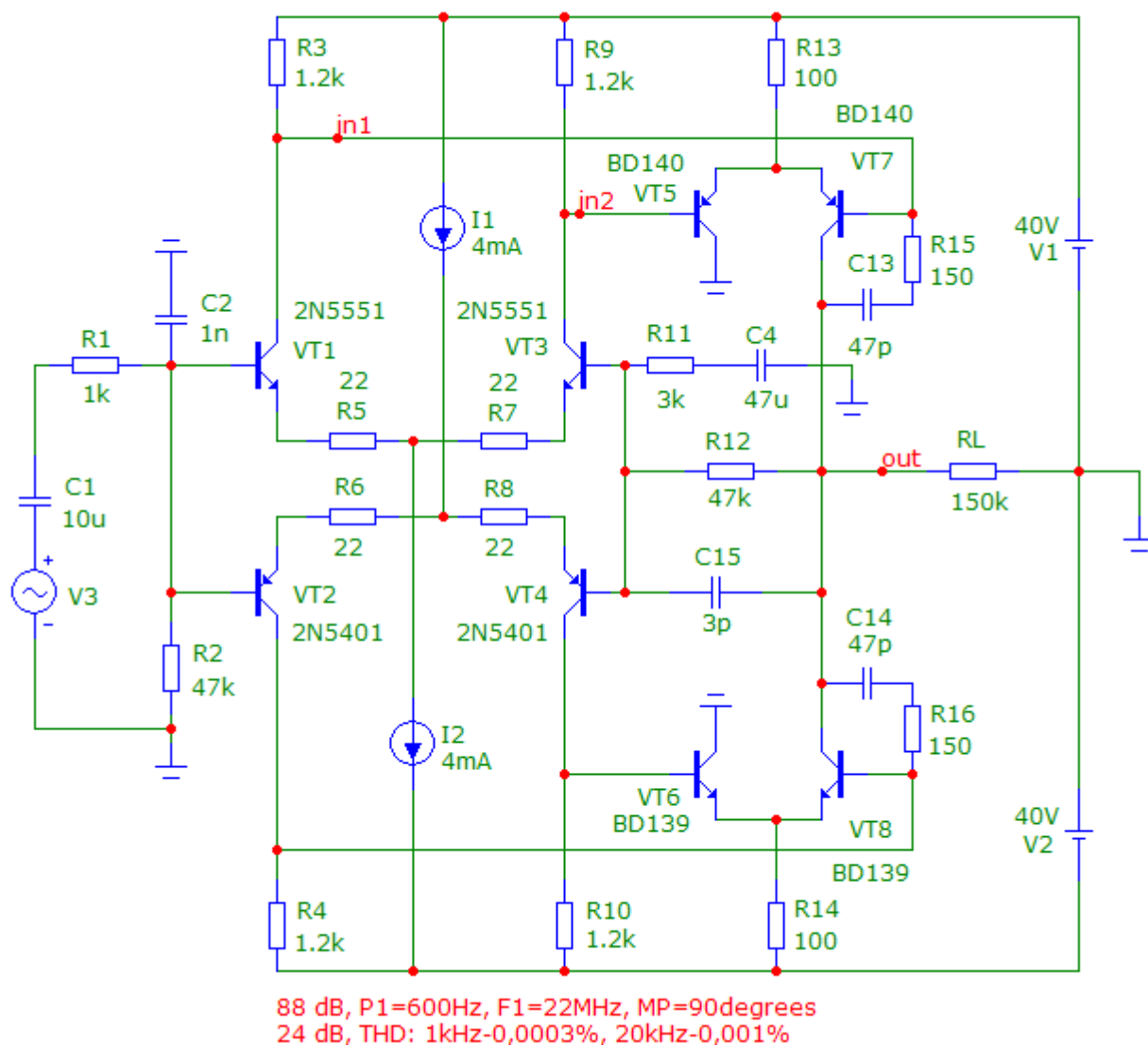


Рис. 3.21. Драйвер по схеме ДК-ДК

На рисунке 3.22 показан вариант входного каскада из [27]. Как видно из схемы драйвер инвертирующий. Питание входных делителей задающих смещение для каскадов ОБ (VT5, VT8) от стабилизированного источника питания ± 15 В. По законам токовых зеркал входной каскад имеет хорошую термостабильность. Усилитель напряжения аналогичен УН драйвера [19], коррекция аналогична драйверу [16].

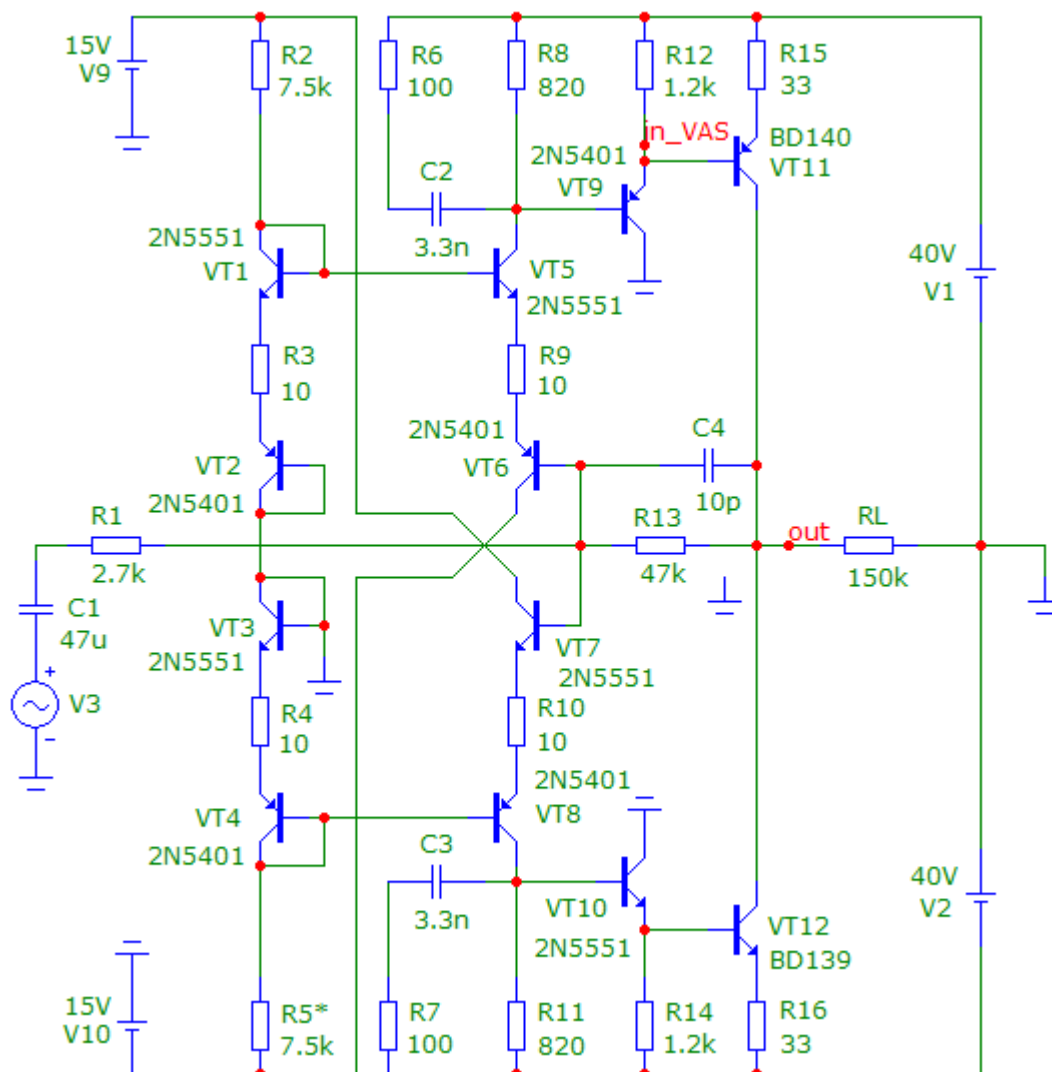


Рис. 3.22. Входной каскад по схеме ОК-ОБ.

Драйвер имеет следующие характеристики: усиление с разомкнутой петлей ООС 88 дБ, частота первого полюса $P_1 = 200$ Гц, частота единичного усиления 5,5 МГц, усиление с замкнутым контуром ООС составляет 25 дБ, граничная частота 300 кГц, запас по фазе 90 градусов, запас по амплитуде 12 дБ (рис. 3.23), коэффициент нелинейных искажений на частоте 1 кГц — 0,0002%, на частоте 20 кГц — 0,0004%, абсолютно нет высших гармоник до 400 кГц, рис. 3.24.

Как видно из графика Бode (рис. 3.23) графики как амплитуды так и фазы на входе УН и на его выходе линейны и параллельны до 100 кГц. Это и является гарантом низких искажений во всем звуковом диапазоне. Кроме того данный драйвер имеет редкий по величине запас по фазе — 90 градусов.

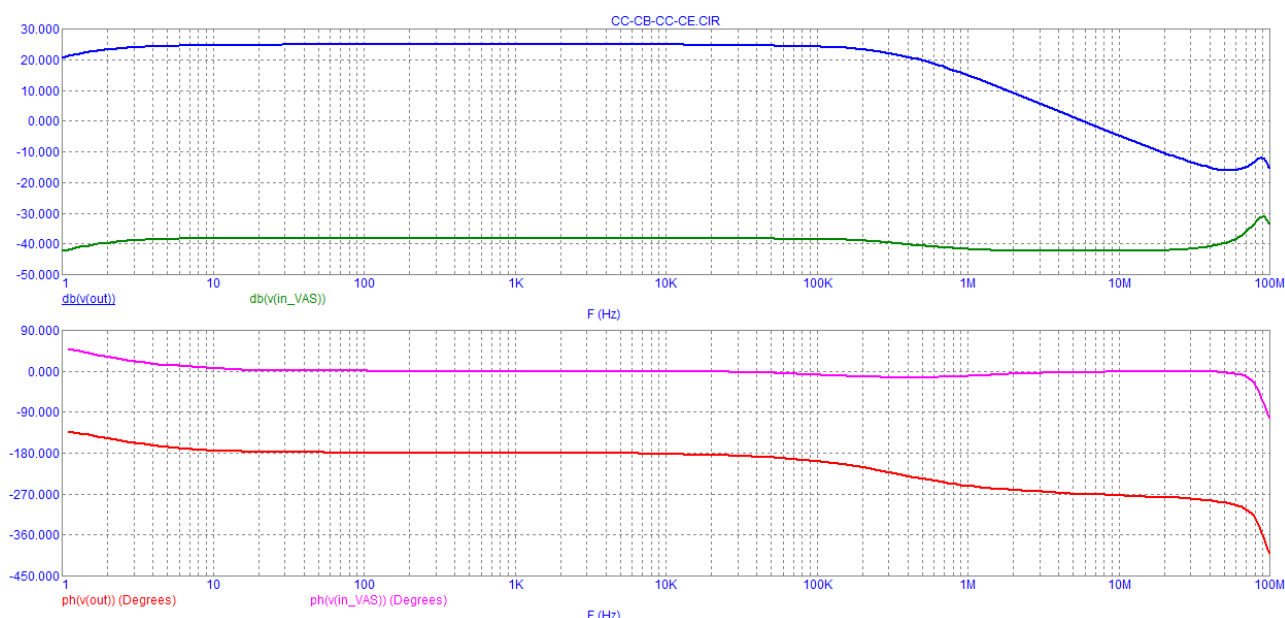


Рис. 3.23. Диаграмма Бode драйвера рис. 3.22

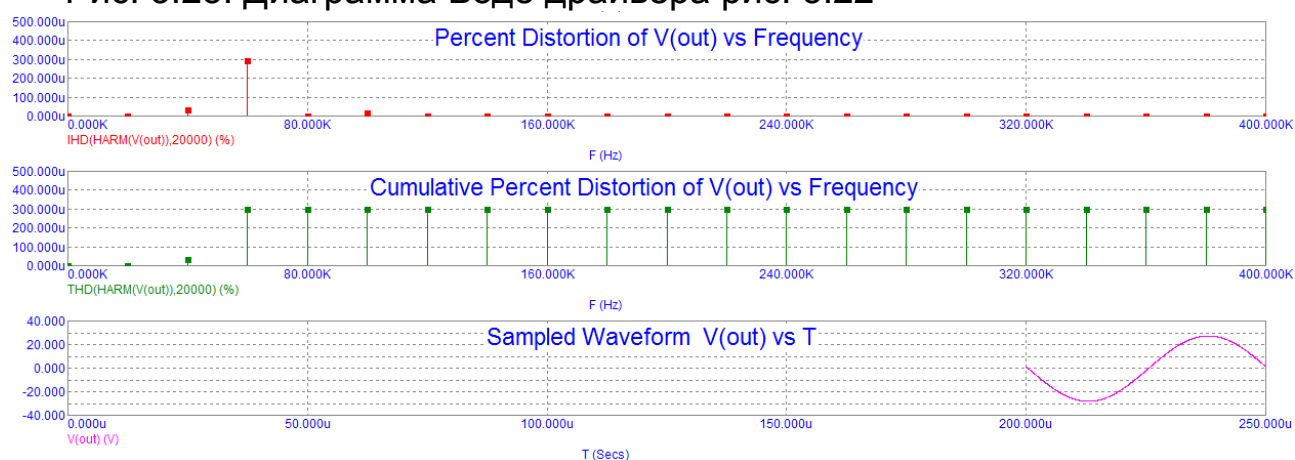


Рис. 3.24. Спектр гармоник в полосе до 400 кГц

Ну а теперь рассмотрим драйвер усилителя с токовой обратной связью рис. 3.25 [28]. Учитывая что делитель ООС достаточно низкоомный для исключения перегрузки УН добавлен двухтактный буфер на транзисторах VT9, VT10. Кроме того статические коэффициенты тока базы выходных транзисторов увеличены до 1000. Для поддержания нуля на выходе как и в оригинальной схеме служит интегратор. Драйвер имеет следующие характеристики: усиление с разомкнутой петлей ООС 75 дБ, частота первого полюса 20 кГц, частота единичного усиления 70 МГц, усиление с замкнутой петлей ООС 20 дБ. Т.о. глубина ООС во всем звуковом диапазоне $75 - 20 = 55$ дБ! Коэффициент нелинейных искажений не более 0,006%. Надо сказать что при моделировании УМЗЧ в целом подтвердились заявленные автором параметры. Входное сопротивление «тройки» Дарлингтона не менее 0,5 МОм, а в данном случае нагрузка драйвера в лучшем случае около 100 кОм даже с superbetta транзисторами в выходном повторителе, поэтому и искажения примерно в 2 раза завышенные.

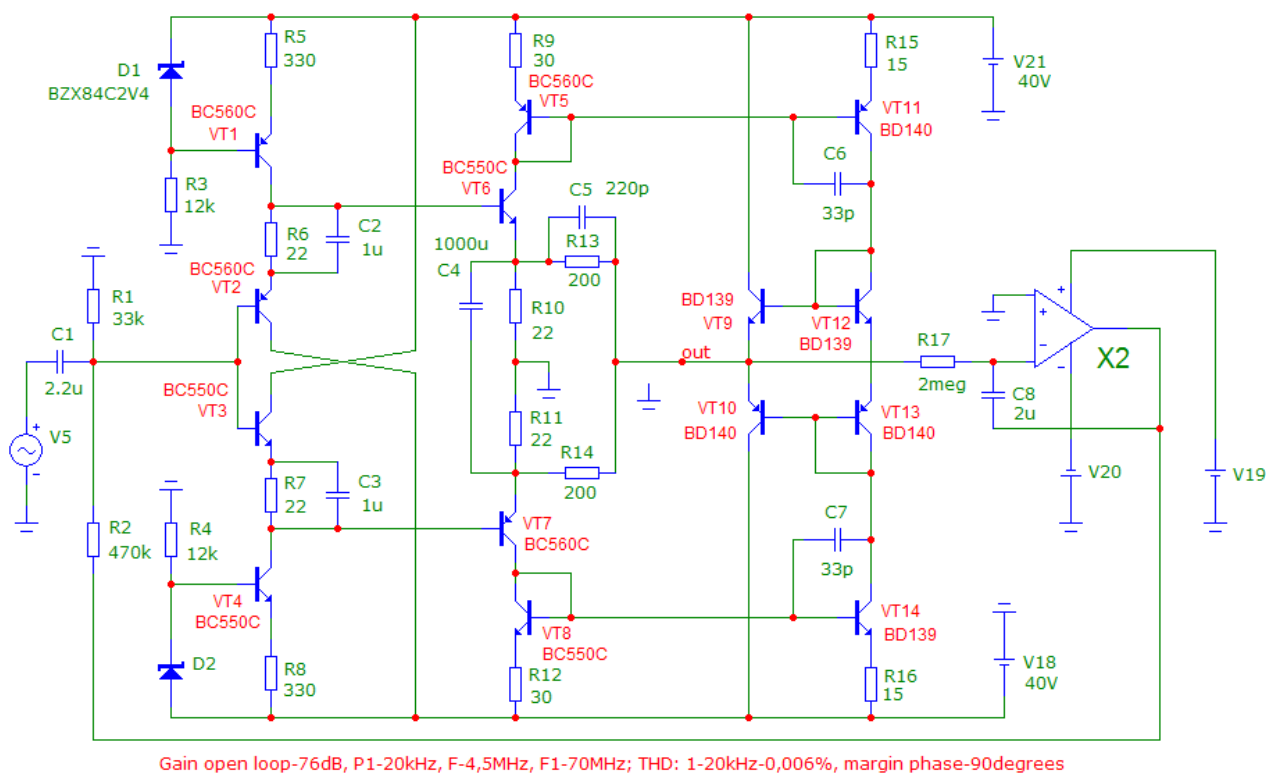


Рис. 3.25. Драйвер УМЗЧ с токовой ОС [28].

УМЗЧ с токовой ОС и ОС напряжением имеют разное поведение АЧХ при изменении коэффициента усиления. В УМЗЧ с токовой ОС частота среза практически неизменна, рис. 3.26. Фазовый сдвиг начинается с частоты 0,1fc. Этим во многом объясняется минимальная девиация фазы в усилителях с токовой ОС.

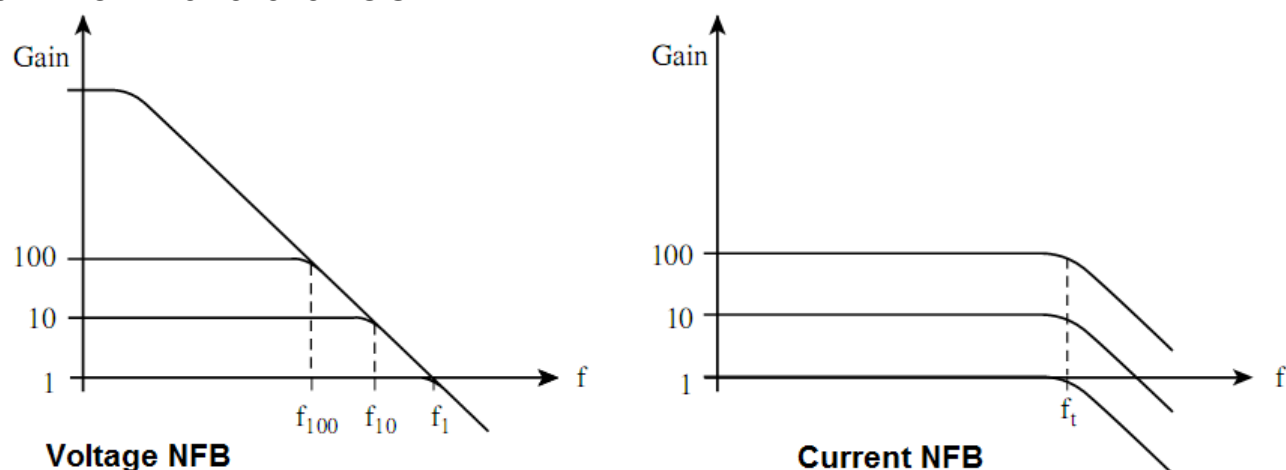


Рис. 3.26

Драйвера некоторых усилителей построены практически полностью на токовых зеркалах. В качестве примера рассмотрим фрагмент драйвера усилителя ROLAND-9M (рис. 3.27). Драйвер имеет низкое входное сопротивление, всего 500 Ом, поэтому нуждается в буфере на входе. В оригинальной схеме в качестве буфера использован двухтактный истоковый повторитель на транзисторах типа JFET. В качестве входного каскада используется ГЧТ с ООС по току на транзисторах VT1, VT4 (VT2, VT7). Вместо эмиттерных резисторов использованы транзисторы в диодном включении VT5 (VT6). Резистор R1 служит датчиком напряжения для

поддержания нуля на выходе УМЗЧ с помощью интегратора. Режим по постоянному току задан генераторами тока I1, I2. Транзисторы VT2, VT7 работают по схеме ОБ, с их выходов сигнал поступает на отражатели тока на транзисторах VT3, VT9 (VT8, VT12), т.е. все как в классической схеме с токовой обратной связью. Учитывая что резистор ООС R6 нагружает УН и имеет относительно низкое сопротивление для повышения его нагрузочной способности добавлен двухтактный эмиттерный повторитель на транзисторах VT13, VT14 аналогичный предыдущей схеме.

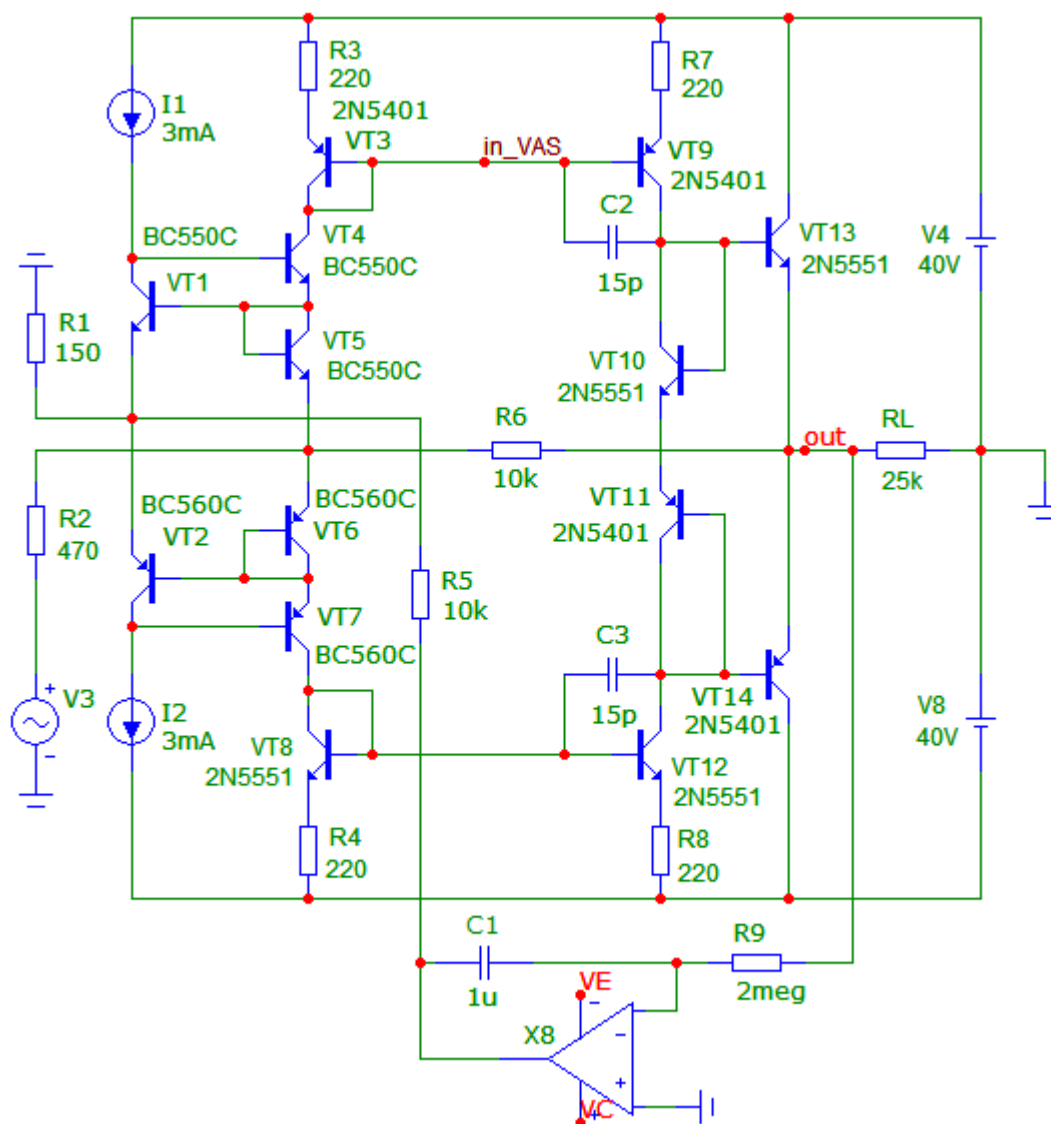


Рис. 3.27. Драйвер усилителя ROLAND-9M

Исследования этого драйвера показали следующее: коэффициент усиления с разомкнутой петлей ООС составляет 57 дБ, частота первого полюса P1 равна 6 кГц, частота единичного усиления равна 5 МГц, усиление с замкнутой ООС составляет 26 дБ, граничная частота равна 200 кГц (-3 дБ), запас по фазе равен 78 градусов, коэффициент нелинейных искажений на частоте 1 кГц равен 0,055%, на частоте 20 кГц — 0,09%. На входе этого драйвера стоит двухтактный повторитель на транзисторах JFET (не охваченный общей ООС), который имеет относительно высокие искажения при работе на низкоомную нагрузку. Драйвер работает через параллельный повторитель на «тройку» Дарлингтона со счетверенными транзисторами.

Open loop: Gain-24,5dB, P1=300kHz
 Close loop: 22,5dB, Fo=380kHz, MF=1000
 THD: 1...20kHz-2,9%

Характеристики Бодэ дают следующие параметры: при разомкнутой петле ООС коэффициент усиления равен всего 24,5 дБ, частота первого полюса равна 300 кГц, частота единичного усиления — 4,5 МГц. При замкнутой петле ООС: коэффициент усиления равен 22,5 дБ, полоса пропускания на уровне -3 дБ равна 380 кГц, запас по фазе равен 70 градусов, запас по усилению равен 25 дБ, коэффициент нелинейных искажений в полосе 1...20 кГц равен 2,9 %, рис. 3.29.

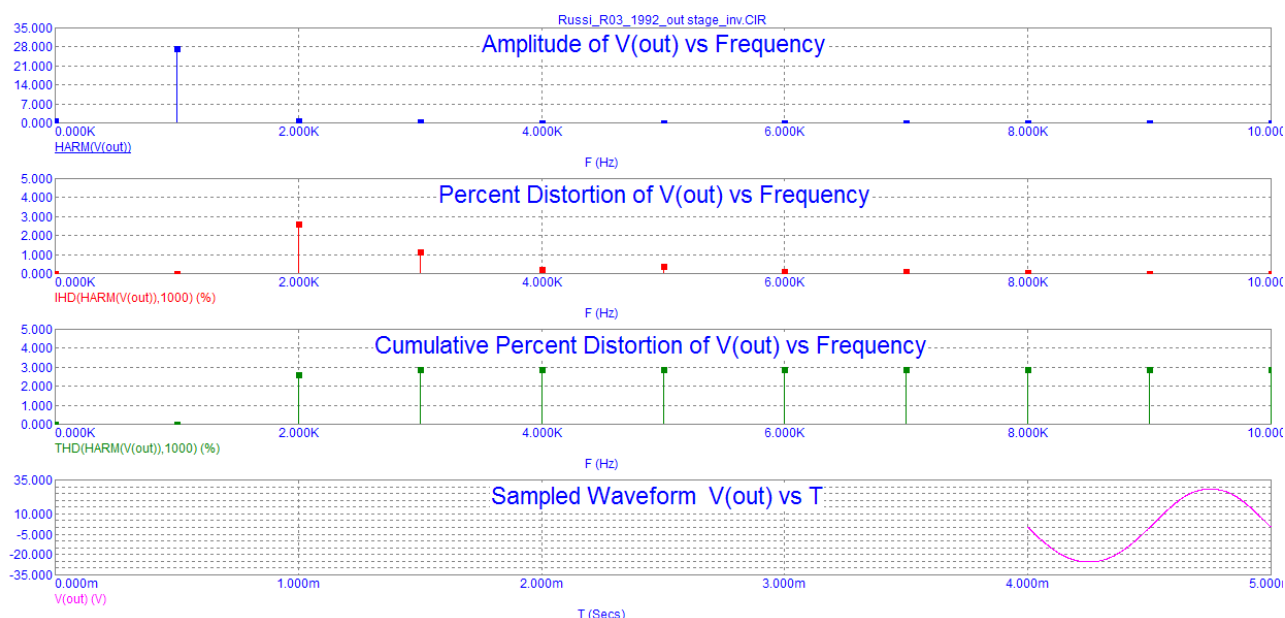


Рис. 3.29. Спектр гармоник драйвера Русси.

Примечание. Заявленный автором K_2 на оконечный усилитель (драйвер вместе с выходным каскадом в виде двойки Дарлингтона) не более 0,1 %.

Как видим из характеристик коэффициент передачи определяется не соотношением резисторов R_8/R_1 а больше местной ООС с помощью резисторов $R_9...R_{12}$, которая вместо уменьшения искажений наоборот их увеличивает, т. е. работает как гармонизер. Что это так мы убедимся, если откажемся от ООС, рис. 3.30.

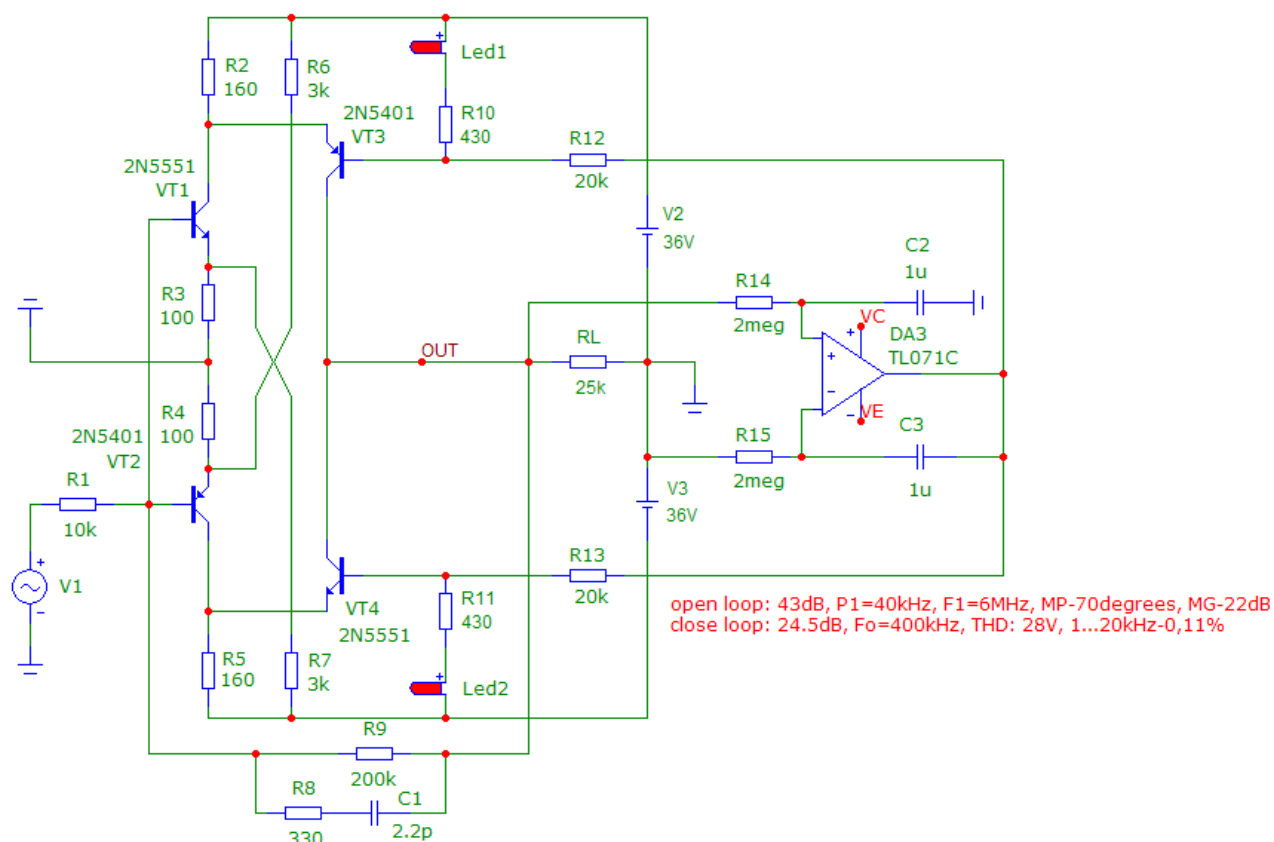


Рис. 3.30. Модифицированный драйвер Русси

Характеристики Бode доработанного драйвера дали следующие параметры: при разомкнутой петле ООС коэффициент усиления равен всего

43 дБ, частота первого полюса равна 40 кГц, частота единичного усиления — 6 МГц. При замкнутой петле ООС: коэффициент усиления равен 24,5 дБ, полоса пропускания на уровне -3 дБ равна 400 кГц, запас по фазе равен 70 градусов, запас по усилению равен 22 дБ, коэффициент нелинейных искажений в полосе 1...20 кГц равен 0,11 %, рис. 3.31

Только отказавшись от местной ООС мы приблизились к заявленным автором искажениям на окончательный каскад. Глубина ООС во всем звуковом диапазоне постоянна и равна 18,5 дБ. В спектре гармоник искажения только второго и третьего порядка.

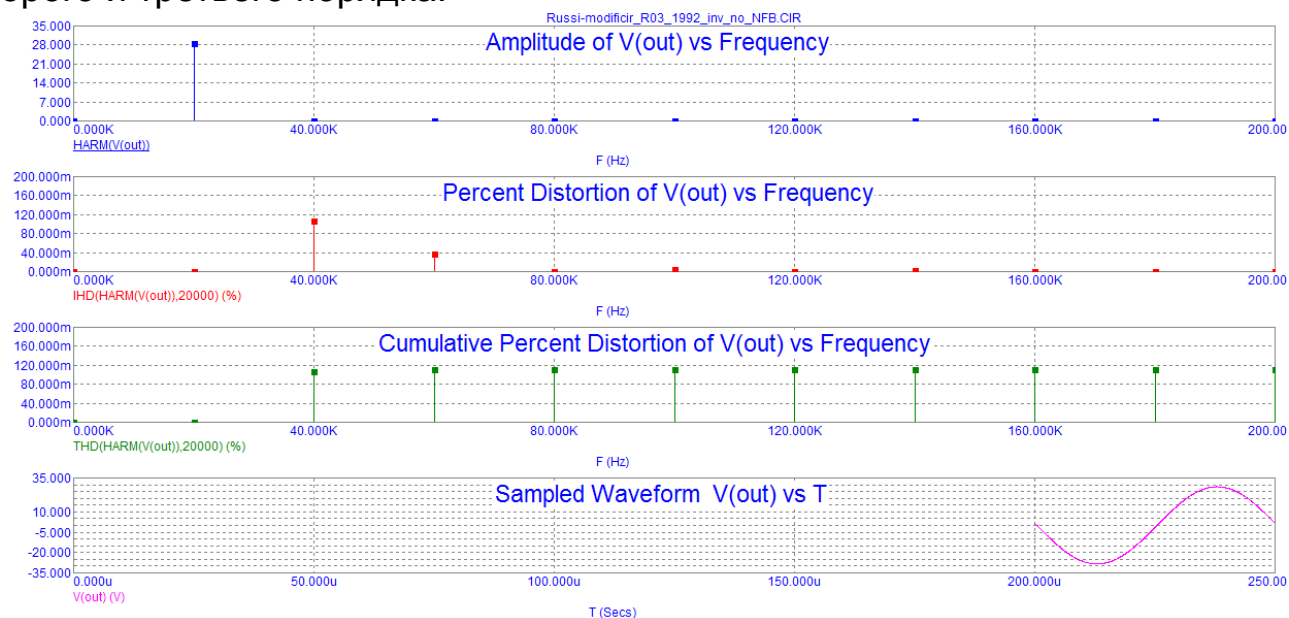


Рис. 3.31. Спектр гармоник модифицированного драйвера

Учитывая что выходной каскад усилителя [6] имел малые искажения и низкое выходное сопротивление, как вариант использования усилителя без общей ООС предлагалось брать сигнал ООС не с выхода усилителя а с выхода УН. Аналогичное решение предлагается и в [30], только здесь предлагается брать сигнал не непосредственно с выхода УН, а с дублера ВК, который работает на чисто активную нагрузку. Например ВК имеет счетверенные выходные транзисторы. Из них строенная группа работает непосредственно на реальную нагрузку, а четвертые пары транзисторов на активную нагрузку с которой и берется сигнал ООС.

Рассмотрим еще один амбициозный вариант драйвера, равного которому (как утверждает автор) нет в мире [34]. Так как согласно патенту это дифференциальный усилитель (т. е. имеет равноправные прямой и инверсный входы), то для начала проверим его в неинвертирующем включении, рис. 3.32.

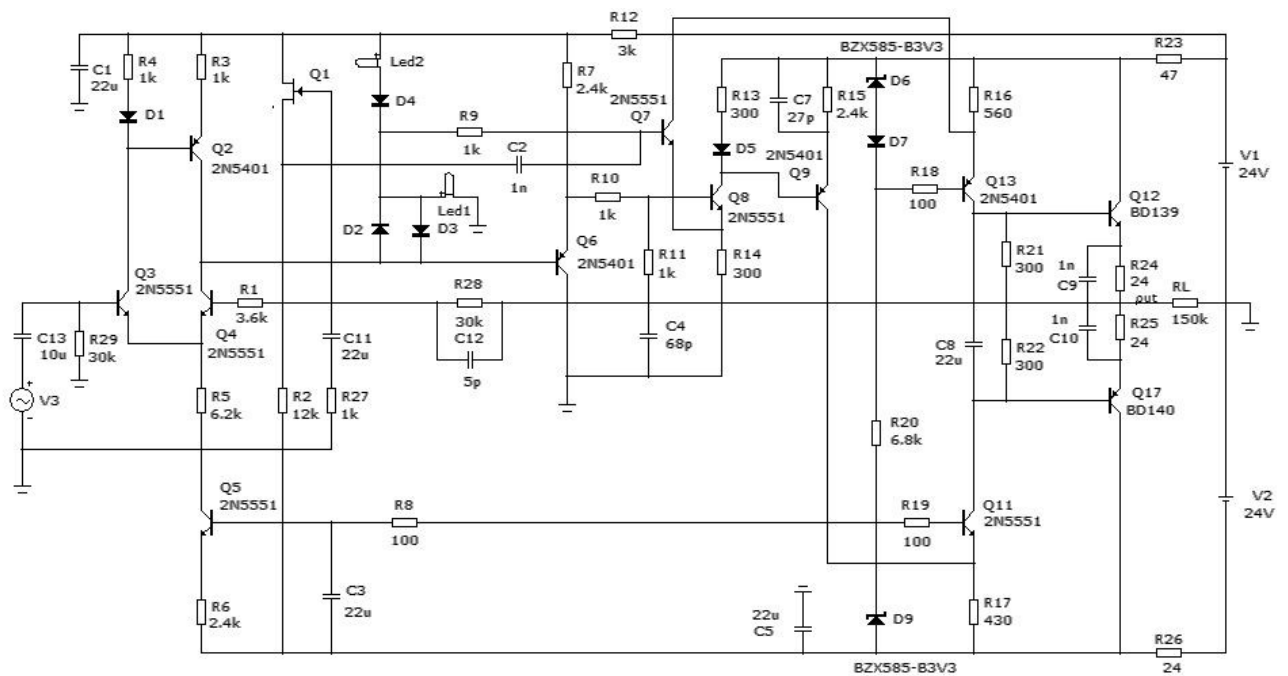


Рис. 3.32.

Как видим из рисунка эта схема имеет параллельный ВЧ-канал выполненный на повторителе на полевом транзисторе и конденсаторе C2. Очевидно автор разрабатывал ее под впечатлением прецизионных усилителей низкой частоты А.Данилова, которые к звуку не имеют отношения. Снимем диаграмму Боде при коэффициенте усиления 30 дБ, рис. 3.33.

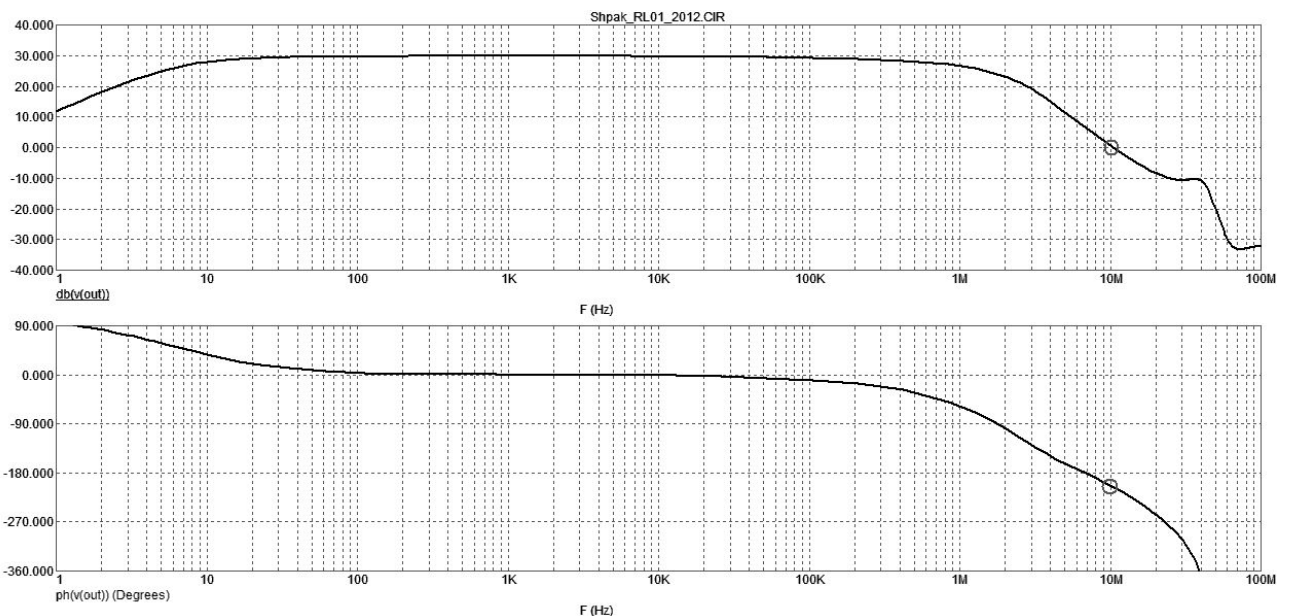


Рис. 3.33.

Как видно из диаграммы усилитель имеет «перелет» фазы на частоте единичного усиления около 30 градусов, в то время как рассмотренные ранее типовые схемы при той же частоте среза и частоте единичного усиления имеют запасы по фазе не менее 60...90 градусов. Можно конечно увеличить емкость корректирующего конденсатора C12, но тогда появляется выброс выше 0 дБ на частотах в несколько десятков МГц, что может быть причиной «мягкого» подвозбуда. Проверим этот драйвер на нелинейные

искажения на частоте 20 кГц, рис. 3.34. Как видно из рисунка драйвер вносит достаточно большие искажения — около 1,5 %, из них вторая гармоника 1,3 % и третья около 0,4 %.

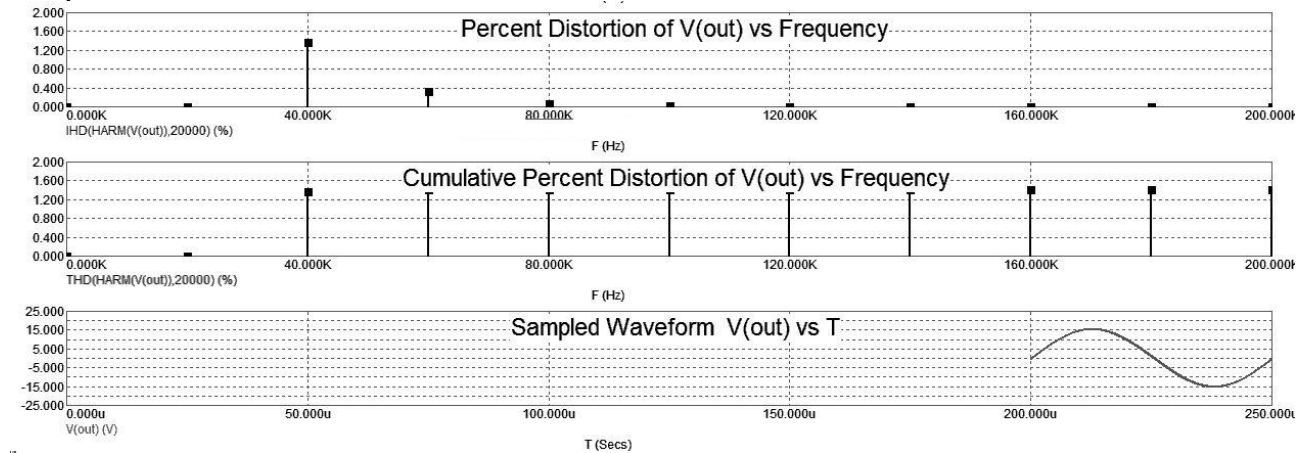


Рис. 3.34.

При проверке драйвера на перегрузку выяснилось что из-за несимметричной структуры он имеет и раннее несимметричное ограничение сигнала, что никуда не годится, рис. 3.35.

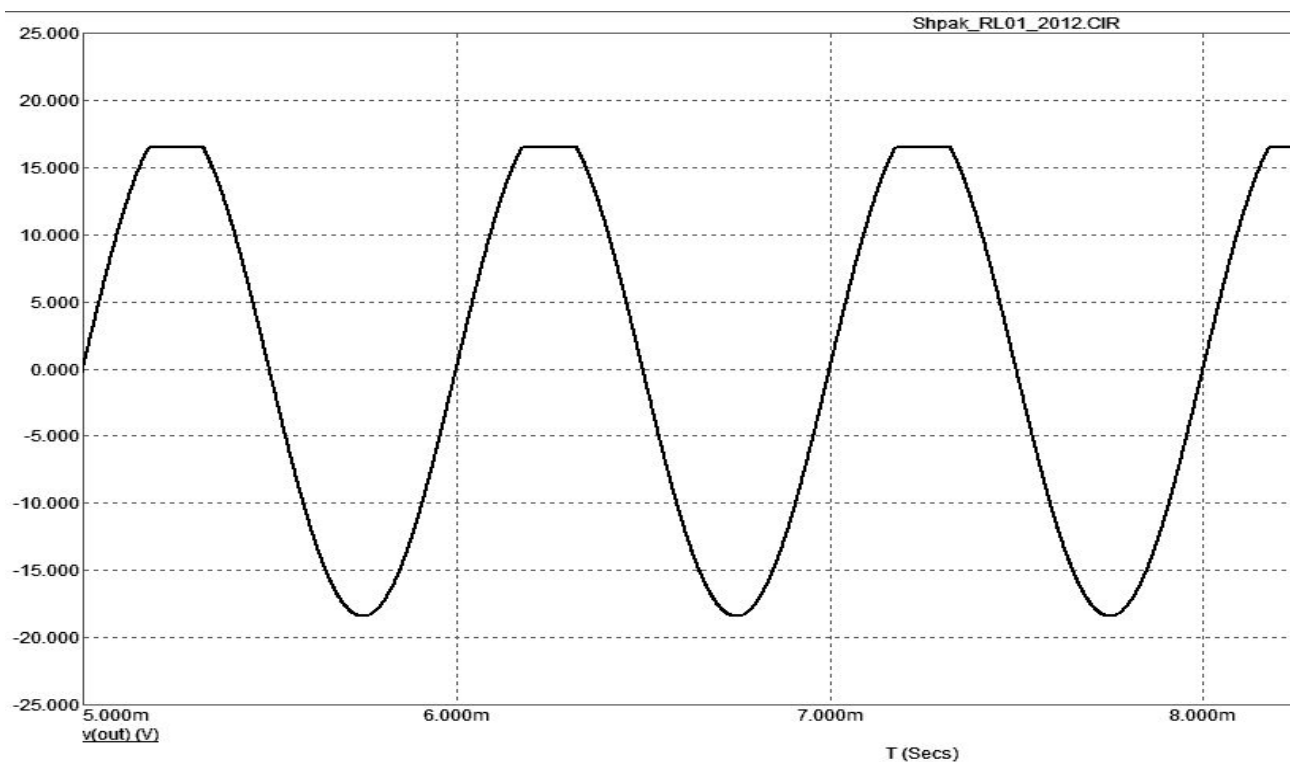


Рис. 3.35.

Как видим в неинвертирующем включении этот драйвер никуда не годится. Ну что же, тогда проверим его в инвертирующем включении, для чего заземлим прямой вход и подадим сигнал от генератора через резистор R27 и снимем диаграмму Боде, рис. 3.36.

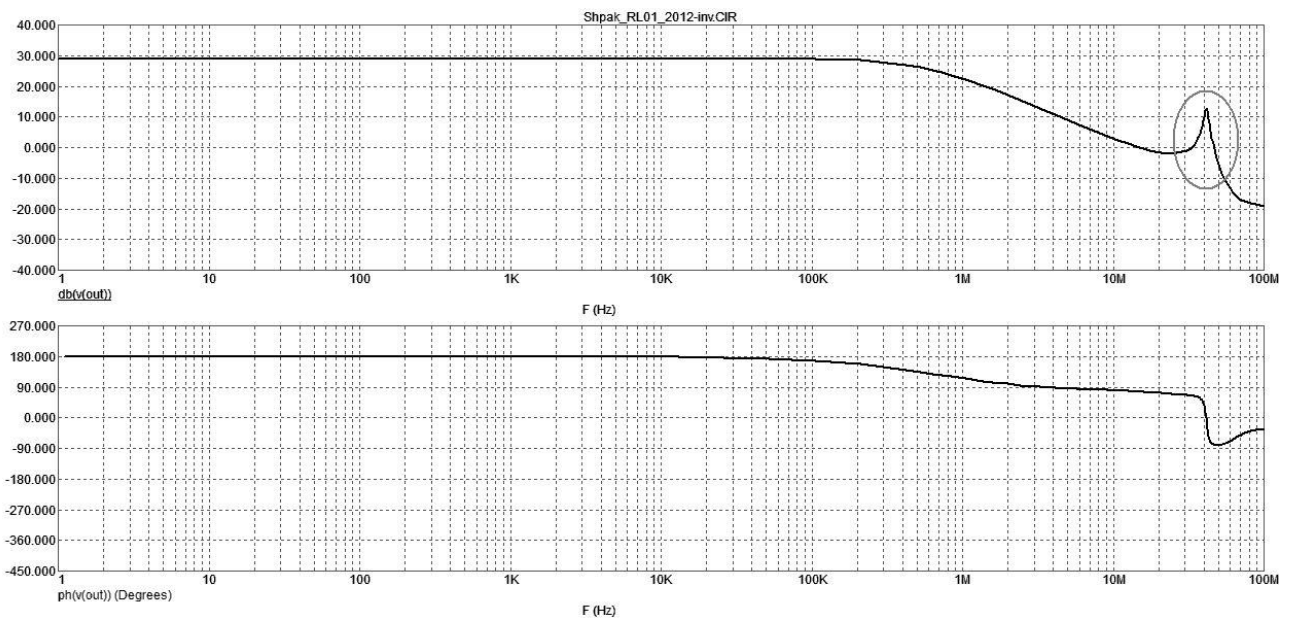


Рис. 3.36.

Как видно из диаграммы и в инверсном включении устойчивость драйвера к возбуждению под сомнением. Что касается нелинейных искажений, то на частоте 20 кГц $K_f = 0,02\%$. Более простые схемы рассмотренные выше имеют искажения на один — два порядка ниже.

Несколько слов о коррекции. Как вы уже обратили внимание, коррекция Миллера не всегда может быть оптимальной для УМЗЧ. В ОУ она простым способом позволяет скорректировать усилитель до единичного усиления. Несмотря на это не все ОУ устойчиво работают с коэффициентом усиления близким к 1, особенно быстродействующие ОУ. Иногда целесообразно искусственно ослаблять сигнал, а затем его усиливать с коэффициентом усиления 3...5.

В отношении коррекции хочется особо отметить подход И.Акулиничева, который оптимизировал коррекцию реальных конструкций УМЗЧ с помощью селекторов искажений на реальном музыкальном сигнале и на реальной нагрузке. Благодаря этому почти все его разработки отличается высокое качество звуковоспроизведения на малой мощности.

Иногда для уменьшения динамических искажений может быть полезна не только коррекция по опережению, но и коррекция «вперед» в виде RC-цепочки между базами ДК [10]. Настраивают по минимуму искажений сигнала типа «меандр» при отключенном фильтре НЧ на входе. Кроме того такая коррекция способствует повышению запаса по фазе, т.е. способствует повышению устойчивости УМЗЧ к осцилляции. Ну и конечно не следует пренебрегать простейшим фильтром НЧ на входе с частотой среза 150...200 кГц. Этот фильтр также способствует снижению динамических искажений из-за проникания на вход сигналов радиочастот.

По глубокому убеждению Дугласа Селфа коррекция УМЗЧ с помощью конденсатора Миллера во втором каскаде способствует снижению нелинейных искажений на высоких частотах. Я же убежден в обратном и считаю что чрезмерное увлечение этой коррекцией в УН способствует снижению скорости нарастания выходного сигнала и росту фазовой

модуляции.

Очень часто бывает полезным включать последовательно с конденсаторами коррекции резисторы, которые при коррекции по запаздыванию создают дополнительные нули на АЧХ на частоте $f = 1/2\pi RC$, а при коррекции по опережению — дополнительные полюса, при этом ограничение фазового запаздывания (опережения) начинается с частоты $f/10$. Следует помнить и об эффекте Миллера, при котором действующее значение емкости зависит от коэффициента усиления каскада.

На примере УМЗЧ [31] с трехкаскадным драйвером все три каскада которого выполнены на ДК с глубокими местными ООС и коррекцией на опережение можно убедиться что его нелинейные искажения превышают нелинейные искажения большинства рассмотренных двухкаскадных драйверов. По моему мнению чрезмерно глубокие местные обратные связи подводят и усилитель [22]. На то что общая ООС работает более эффективно по сравнению с местными ОС обращает внимание в своих работах С.Агеев [8], [32].

При использовании рассмотренных драйверов в разработках следует иметь в виду что может потребоваться изменение цепей коррекции под конкретный выходной каскад.

На основании анализа ряда разработок и статей сформулируем требования предъявляемые к усилителям высокой верности в следующем виде:

1. Полоса пропускания УМЗЧ на уровне -3 дБ должна быть не уже 10 Гц...70 кГц во всем диапазоне выходной мощности вплоть до клипирования. На частоте 70 кГц не должно быть и намека на ТИМ-искажения (Transient Intermodulation Distortion — явно выраженные пилообразные искажения на синусоидальном сигнале) на полной выходной мощности.
2. Фазовая характеристика также должна быть линейной, отклонение фазы на частоте 20 кГц должно быть не более 3-х градусов.
3. Для обеспечения хорошей устойчивости к паразитным колебаниям запас по фазе должен быть не менее 30 градусов.
4. Усилитель должен иметь минимальную девиацию фазы сигнала на входе УН при снижении сопротивления нагрузки в 4...8 раз (проверить виртуально с помощью программ моделирования).
5. Нелинейные искажения (включая интермодуляционные) должны быть не более 0,04% во всем звуковом диапазоне (причем со спадающим спектром гармоник) при выходной мощности от 1 Вт до номинальной мощности. Питер Квортруп, глава английского подразделения Audio Note, высказал теорию "первого ватта" в следующем виде: «если усилитель плохо воспроизводит первый ватт выходной мощности, то все остальные не имеют значения». **Примечание.** Это относится к УМЗЧ с относительно глубокой ООС на частоте 20 кГц, 25...30 дБ и более. Усилители с небольшой глубиной ООС и без ООС могут иметь искажения 0,1...0,5 % при условии отсутствия гармоник выше 5-й.
6. Усилитель должен хорошо переносить перегрузку ($K_r = 10\%$) на

номинальной нагрузке на любой частоте звукового диапазона. Не должно быть ничего похожего на рис. 3.37 — признак сквозных токов. Усилитель должен хорошо выходить из клипирования на любой частоте звукового диапазона. На частоте 20 кГц не должно быть существенного приращения тока потребления при клипировании при работе на номинальную нагрузку по сравнению с частотой 1 кГц. Хорошо если клипирование носит «мягкий» характер. Такое клипирование характерно для выходного каскада с модифицированной схемой коррекции искажений Хауксфорда (см. раздел 1), а также для усилителей с драйвером [6], рис. 3.17.

7. Хороший импульсный отклик. На полках меандра не должно быть выбросов и «звона». Небольшой выброс сразу по окончании фронта сигнала хорошо лечится фильтром НЧ (RC-цепочка 1 кОм, 1 нФ) с частотой среза 160 кГц на входе УМЗЧ.
8. Уровень фона и шумов должен быть не хуже — 80 дБ.
9. Усилитель должен иметь хорошую перегрузочную способность, должен при максимальном выходном напряжении кратковременно выдерживать снижение сопротивления нагрузки в 2...3 раза по сравнению с номинальным. При этом защита по току еще не должна подрабатывать, не должно быть ограничения сигнала и видимых искажений. Для проверки можно воспользоваться специально разработанным формирователем сигнала [33].



Рис. 3.37. Клипирование сигнала со сквозными токами ВК

Литература:

1. S.Gyula, Тепловые искажения в усилителях HiFi, Радиолюбитель, 1999, №2
2. Дуглас СелФ, Проектирование усилителей мощности звуковой частоты, Москва, 2009
3. П.Шкритек, Справочное руководство по звуковой схемотехнике, М, Мир 1991
4. А.Петров, Выходной каскад в классе АВ, Радиомир, 8, 2010
5. А.Петров, УМЗЧ с токовой ОС, Радиомир, 2010, №12
6. А.Петров, Транзисторный УМЗЧ на пути к совершенству, Радиолюбитель 1999, №7
7. А.Петров, УМЗЧ с токовой ОС, Радиомир 2010, №11
8. С. Агеев, Сверхлинейный УМЗЧ с глубокой ООС, Радио 1999, №10
9. А.Петров, Токостабилизирующие диоды (справочный листок), Радиомир

2010, №4

10. А.Майоров, Еще раз о динамических искажениях, Радио 1977, №5
11. А.Петров, Азбука транзисторной схемотехники, Радиолюбитель 1994, №5
12. James K. Roberge, Operational Amplifiers: Theory and Practice, 1975
13. Lin H.C., Quasi complementary transistor amplifier, Electronics, pp. 173-175, September 1956
14. П.Зуев, О динамических искажениях в транзисторных усилителях НЧ, Радио 1978, №8
15. И.Акулиничев, УМЗЧ с широкополосной ООС, Радио 1993, №1
16. Linsley Hood, J.L., Hi-Fi News and Record Review, November 1972, pp. 2120-2123
17. С.Бать, В.Середа, Высококачественный усилитель НЧ, Радио №6, 1972
18. В.Шушурин, Высококачественный усилитель мощности, Радио 1978, №6
19. Borbeley E, Wireless World, March 1983, pp. 69-75
20. Н.Дмитриев, Н.Феофилактов, Схемотехника усилителей мощности ЗЧ, Радио 1985, №5, 6.
21. G.Randy Slone, High-Power Audio Amplifier Construction Manual, 1999
22. Радио-хобби 2006 №1 (дайджест)
23. Я.Токарев, УМЗЧ с малыми интермодуляционными искажениями, Радио 2003, №8
24. Радиохобби 2000, №3, дайджест
25. В.Левицкий, УМЗЧ с индуктивной коррекцией, Радио 1999, №10
26. Л.Зуев, УМЗЧ с параллельной ООС, Радио 2005, №2
27. А.Петров, Прозрачный УМЗЧ, Радиомир 2009, №9
28. С.Лозицкий, УМЗЧ с токовой обратной связью, Схемотехника 2003, №2
29. О.Русси, УМЗЧ с обратной связью по вычитанию искажений, Радио №3, 1997
30. Zhenwu Wang, Thousand Oaks, patent US2009/0245541 A1 H03F 99/00 Audio Power Amplifier With Feedback-Shifting Technology
31. Otala M & Lohstron J. An Audio power amplifier for ultimate quality requirements, IEEE transactions on audio and electroacoustics, Vol. AU-21 №6, December 1973, pp. 545-551
32. С.Агеев, Вопросы проектирования усилителей с общей ООС, Радио 2003, №4
33. А.Петров, Формирователь импульсного сигнала для УМЗЧ, Радиохобби 1, 2011
34. С.Шпак, Линейный широкополосный усилитель, патент RU 2387074 C1, H03F1/42 (2006.01)

С уважением, Александр Петров