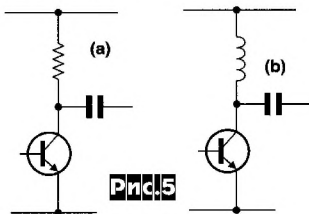


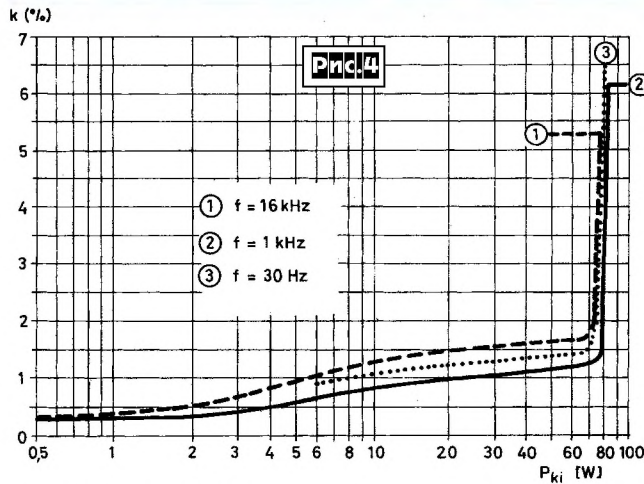


чуть больше 1% (рис.4), АЧХ при неравномерности -1 дБ простирается от 20 до 35000 Гц. Максимальная выходная мощность 75 Вт, входное сопротивление 680 кОм, чувствительность 420 мВ. Регулировка сводится к установке подстроечником Р4 блока питания (рис.3) и резистором Р1 (рис.1) такого напряжения смещения на сетках V3, V4, при котором анодные токи будут равны 15 мА; измерять их надо по падению напряжения (оно должно быть равно 15 мВ) на катодных резисторах R19 и R20. Затем резистором Р1 следует минимизировать коэффициент гармоник или просто на слух добиться наилучшего звучания, компенсируя возможные небольшие отличия характеристик V3 и V4 («Radiotechnika» №10/99, с.488-490, №11/99, с.545-548*).

Ричард Барфут обращает внимание, что в обычном резистивном усилительном каскаде с ОЭ и разделительным конденсатором (рис.5а) теоретически максимальный КПД в режиме класса А со-

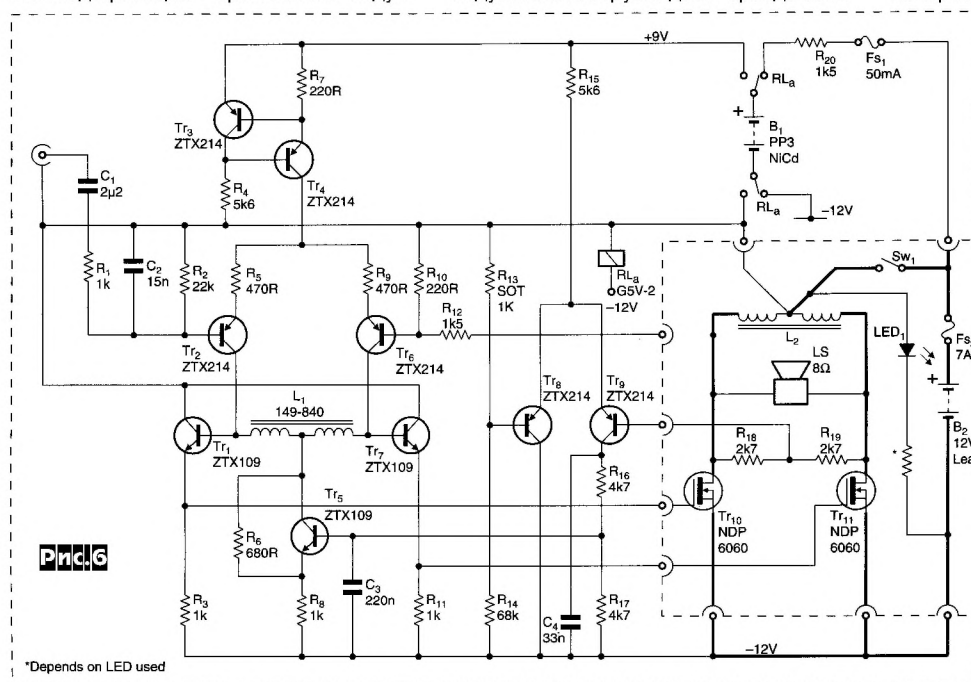


ставляет всего 8,33%, а коэффициент использования напряжения питания K_i (отношение размаха выходного напряжения к напряжению питания) едва достигает до 67%. Простейшая и давно применяемая в радиочастотных усилителях модификация - применение индук-



тивности вместо резистора (рис.5б) сразу же повышает КПД до 50%, а K_i - до 200%. Ричард решил использовать это преимущество и разработал мощный УНЧ (рис.6), который при напряжении питания 12 В и работе всех каскадов в режиме класса А обеспечивает на 8-омной нагрузке 32 Вт при потрясающе высоком реальном КПД 45%! Входной дифкаскад на Tr2, Tr6 имеет индуктивную нагрузку L1, которая здесь (кроме не имеющих решающей роли во входном каскаде КПД и K_i) хороша тем, что падение постоянного напряжения на ней близко к нулю и, следовательно, исчезают проблемы с балансировкой «нуля»: даже при резком разбалансе плеч Tr2/Tr6 постоянное напряжение между базами эмиттерных повторителей второго каскада Tr1, Tr7 равно нулю. Кроме того, индуктивная нагрузка дает гораздо боль-

ше свободы в выборе и управлении выходным постоянным напряжением этого каскада (коллектор Tr5), что дало возможность организовать на Tr8, Tr9 и Tr5 схему стабилизации тока покоя выходной ступени (принцип ее работы основан на том, что на сопротивлении обмоток реального индуктивности L2 падает напряжение, пропорциональное току покоя Tr10, Tr11; это падение сравнивается дифкаскадом Tr8, Tr9 с опорным на делителе R13/R14 и через Tr5 возвращается на базы Tr1, Tr7, управляющих смещением Tr10, Tr11 и таким образом замыкающих петлю автостабилизации). С эмиттеров Tr1 и Tr7 противофазные напряжения поступают на двухтактный выходной каскад на полевых Tr10 и Tr11, смещение на затворах обеспечивает постоянный ток стока каждого транзистора 3 А. Индуктивность L2 на звуковых частотах представляет собой генератор тока (3А), а на постоянном токе - короткое замыкание. Поэтому потенциал обеих клемм акустической системы LS и стоков Tr10, Tr11 в режиме покоя равен потенциалу «земли» - плюсовому зажиму аккумуляторной батареи В2. При наличии сигнала такой полярности, что на затвор Tr10 приходит, скажем, положительная полуволна, ток его стока повышается (допустим, на 1 А), но L2, являясь генератором тока, не допускает изменения мгновенного тока через себя, поэтому этот дополнительный 1 А начинает вытекать из LS. Tr11 управляется противофазно с Tr10, поэтому ток его стока в этот момент уменьшается на 1 А, и правая половина L2, также поддерживающая через себя неизменный ток 3 А, согласно закону Кирхгофа заставляет избыток в 1 А втекать в LS. То есть мгновенные токи стока $I_{cTr10} = 4$ А, $I_{cTr11} = 2$ А, ток через акустическую систему $I_{LS} = 1$ А, а ток через левую и правую половинки L2 неизменен и равен, как и в режиме молчания, 3 А. Границы линейной работы такой системы простираются от $I_{cTr10} = 6$ А, $I_{cTr11} = 0$ А до





$I_{cTr10} = 0 \text{ A}$, $I_{cTr11} = 6 \text{ A}$, при этом амплитуда тока в нагрузке LS равна $I_{n.макс} = 3 \text{ A}$, а максимальная мощность теоретически $P_n = R_n I_{n.макс}^2 / 2 = 36 \text{ Вт}$ при теоретических КПД = 50% и $K_i = 400\%$. В реальной схеме из-за неидеальной индуктивности L2 достигнуты $P_n = 32 \text{ Вт}$, КПД = 45% и $K_i = 377\%$. Интересно отметить, что благодаря индуктивности L2 и двухтактной схеме

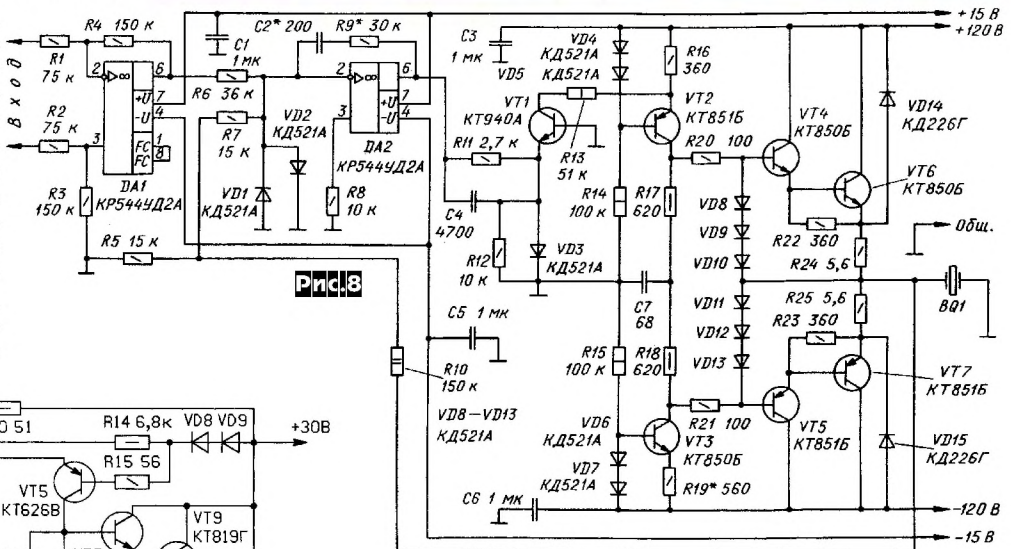


Рис.8

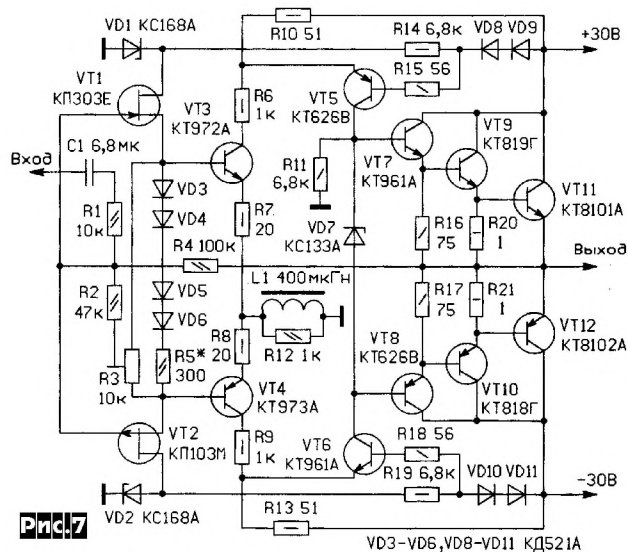


Рис.7

размах мгновенного напряжения на нагрузке достигает 48 В при 12-вольтовом питании без применения повышающих преобразователей напряжения. В качестве L2 необходимо использовать катушку, способную пропускать ток 3 А, индуктивность не меньше $L2 > R_n / (2\pi F_n)$, где F_n - нижняя граничная частота, R_n - сопротивление нагрузки. Типовым $F_n = 40 \text{ Гц}$ и $R_n = 8 \text{ Ом}$ соответствует $L2 > 32 \text{ мГн}$. Автор применил в качестве L2 вторичную обмотку (2 x 15 вольт) 50-ваттного сетевого трансформатора, первичную оставив «в воздухе». В качестве L1 применена первичная обмотка выходного трансформатора Farnell 189-840 от малоомощного двухтактного транзисторного УНЧ. Входное сопротивление усилителя 15 кОм, чувствительность 750 мВ, потребляемый ток 6 А. Измерение коэффициента гармоник не проводилось, однако звучание усилителя соответствует лучшим ламповым, что объясняется как наличием на его выходе индуктивности L2, эквивалентной по своей сути выходному трансформатору, так и близостью характеристик полевых транзисторов и ламп. Во всяком случае свойственное ему «мягкое» ограничение при перегрузке точь-в-точь такое же, как и у лампо-

вых УНЧ («Electronics World + Wireless World» № 11/99, с.934-936).

Также индуктивность, но уже в цепи фазовой коррекции, применил в своем мощном УНЧ (рис.7) В.Левицкий. Усилитель абсолютно симметричен и состоит из входного истокового повторителя (VT1, VT2), двухтактного комплементарного усилителя напряжения («каскады» VT3VT5, VT4VT6) и трехкаскадного усилителя тока VT7-VT12. Последний из эмиттерных повторителей VT11VT12 работает в режиме класса С с отсечкой тока коллектора, обеспечивая высокую термостабильность, в то же время пара VT9VT10, питая нагрузку через небольшие резисторы R20R21, гарантируют достаточно высокую линейность. Коэффициент гармоник усилителя 0,01%, выходная мощность на нагрузке 4 Ома - 70 Вт, чувствительность 2 В. В качестве L1 использованы два включенных последо-

вательно дросселя ДМ-0,1 по 200 мкГн. При налаживании резистором R3 устанавливаются «нуль» на выходе («Радио» №10/99, с.18-19).

Высоковольтный усилитель (рис.8) А.Орлова предназ-

начен для работы на пьезоэлектрические преобразователи «напряжение-перемещение» с собственной емкостью до сотен тысяч пФ. Устройство состоит из отдельного масштабного и основного усилителей напряжения соответственно на ОУ DA1 и DA2, высоковольтного усилителя напряжения (VT1VT2), нагруженного на генератор тока VT3, и усилителей тока VT4-VT7. АЧХ усилителя простирается от 0 (постоянного тока) до 60 кГц, скорость изменения выходного напряжения 2 В/мкс, максимальный выходной ток 120 мА, максимальное выходное напряжение $\pm 110 \text{ В}$, чувствительность 5 В («Радио» №10/99, с.40, 41).

Серию прецизионных винил-корректоров (ВК) для головок звукоснимателя с подвижным магнитом (ММ) ЭПУ предложил Сипош Дьюла. На рис.9 и рис.10 приведены схемы ВК с «активной» коррекцией АЧХ по стандарту RIAA цепями общей частотнозависимой ООС R1-R3C1C2. Усилительные функции в первой схеме выполняет «полевой» ОУ, во втором - «биполярный». Ввиду малости входных токов ОУ с полевыми транзисторами на входе, в первой схеме удастся избежать применения «лишних» разделительных электролитических кон-

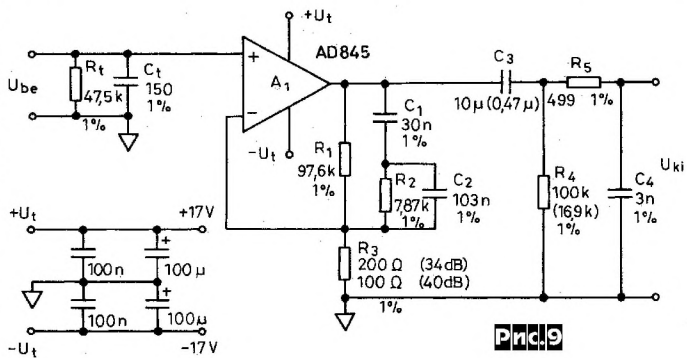


Рис.9