

Лампы и звук: назад, в будущее или новое - это хорошо забытое старое?

История, как известно, развивается по спирали. Лишним тому подтверждением является нынешнее положение в High-End аудиотехнике - на рубеже нового тысячелетия наряду с сотовыми телефонами, цифровыми фотокамерами и домашними театрами вновь особо модны раритетные ламповые усилители и аналоговые проигрыватели виниловых грампластинок. Пролыстывая свежие аудиофильско-меломанские журналы, убеждаешься, что колесо истории качнулось резко в сторону от цифровых CD, MD, R-DAT, а радиолюбители со стажем обнаруживают удивительное сходство нынешних журналов с журналами 60-х, когда даже первые транзисторные УНЧ и компакт-кассеты были в диковинку. Ничуть не умаляя транзисторы и «цифру», отдадим дань моде и покажем кратко, но объективно, что стоит за повальным увлечением - «откуда растут ноги» ламповизации УНЧ конца XX века.

Сначала немного **о терминологии**. Поскольку новая ламповая волна пришла к нам с англоязычного Запада, этой же волной к множеству дилеров/дистрибьюторов занесло и названия «кланов» - «трех китов» ламповой схемотехники SE - PP - OTL. На самом деле тут нет ничего нового или таинственного:

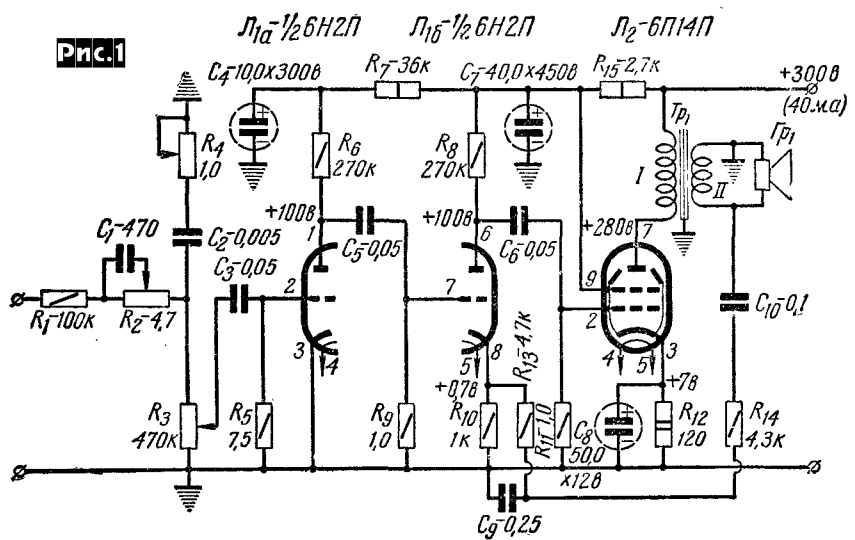
SE=Single Ended - это тривиальный однокатный каскад

PP=Push Pull - всем известный двухтактный

OTL=Output Transformer Less - бестрансформаторный.

SE. Приверженцы однокатной ламповой схемотехники считают себя самыми последовательными борцами за чистоту звука, утверждая, что только в однокатном каскаде лампа работает в настоящем режиме класса А без всяких там отсечек анодного тока, переключений активных элементов и прочих реальных и мнимых возмутителей монотонности передаточной характеристики. Все вроде бы правильно, однако критерием истины является практика, которая быстро опускает нас с облаков на землю. Вот только **основные недостатки SE:**

- постоянный ток лампы протекает по первичке выходного трансформатора, что приводит к подмагничиванию магнитопровода и резко ухудшает его магнитные свойства - магнитную проницаемость и линейность. Падение магнитной проницаемости снижает индуктивность первичной обмотки, что тут же «режет по живому» низкочастотные сигналы (нижняя граничная частота пропорциональна индуктивности). Попытка восстановить индуктивность первичной обмотки повышением числа витков увеличивает и паразитную



индуктивность рассеивания, которая режет уже высшие звуковые частоты - «хвост вытащишь - нос увязнет, нос вытащишь - хвост увязнет».

- анодные характеристики ламп для положительной полуволны сеточных напряжений длиннее, чем для отрицательной (т.е. при равных по амплитуде, но противоположных по знаку приращениях сеточного напряжения изменение анодного тока будет больше для положительного приращения напряжения на сетке). В результате в передаточной характеристике имеется довольно значительная параболическая составляющая, а в выходном сигнале - вторая и другие четные гармоники.

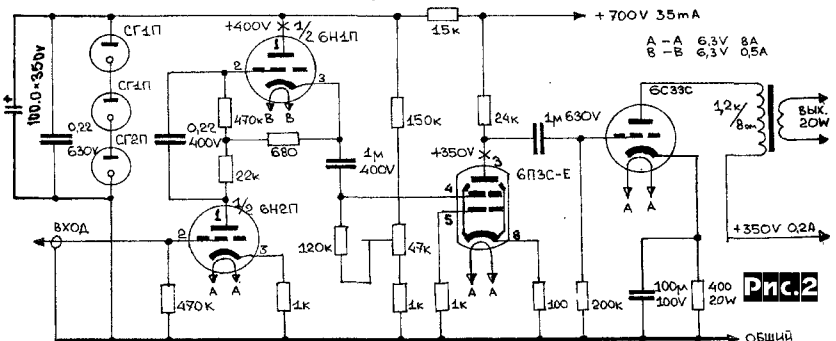
- пульсации питающих напряжений практически без ослабления передаются в нагрузку, что выдвигает довольно жесткие требования к качеству (читай - габаритам и стоимости) выпрямителей. Эти требования еще более возрастают в связи с тем, что в SE усилителях через источник питания проходит ток основной частоты (сигнала), и если не предпринять соответствующих мер, то паразитная межкаскадная связь по питанию может нарушить устойчивость усилителя в целом.

Таким образом, неплохая вроде бы идея обрывает на практике подводными камнями, поэтому даже у дорогих SE уси-

лителей выходная мощность редко достигает 10 Вт (следствие очень низкого КПД - 10-20%), а звучание НЧ характеризуется «рыхлостью» и отсутствием настоящей динамики. Значительный уровень четных гармоник способен превратить «прозрачность» в «стеклянность», а ламповую «теплоту» - в «аморфную вялость». Итого от SE-оптимизма остается, пожалуй, только одна привлекательная черта - отсутствие необходимости подбора ламп выходного каскада «по парам».

Пример практической схемы SE усилителя мощностью 3 Вт показана на **рис. 1** (В.Большов). Выходной трансформатор выполнен на магнитопроводе Ш16х16, первичная обмотка содержит 3500 витков ПЭЛ0,15, а вторичная 165 витков (нагрузка 4 Ом; для 8 Ом число витков больше на 41%) ПЭЛ0,64. Цепь частотнозависимой ООС С10R14С9R13 и пассивные регуляторы тембра ВЧ (R4C2) и НЧ (C1R2) обеспечивают диапазон регулировок ±14 дБ на частоте 10 кГц и ±16 дБ на 100 Гц. Коэффициент гармоник при номинальной мощности не более 1,5%, чувствительность - 100 мВ.

Схема SE на «аудиофильской» лампе 6С33С, отличающейся большой мощностью анода, высокой линейностью характеристик и низким внутренним сопротивлением, показана на **рис. 2** (Д. Андронников). УНЧ обеспечивает очень большую



для однотактных устройств мощность - 20 Вт. Из-за значительного (200 В) требуемого напряжения раскачки драйвер на 6П3С и входные каскады запитаны от отдельного маломощного, но высоковольтного источника.

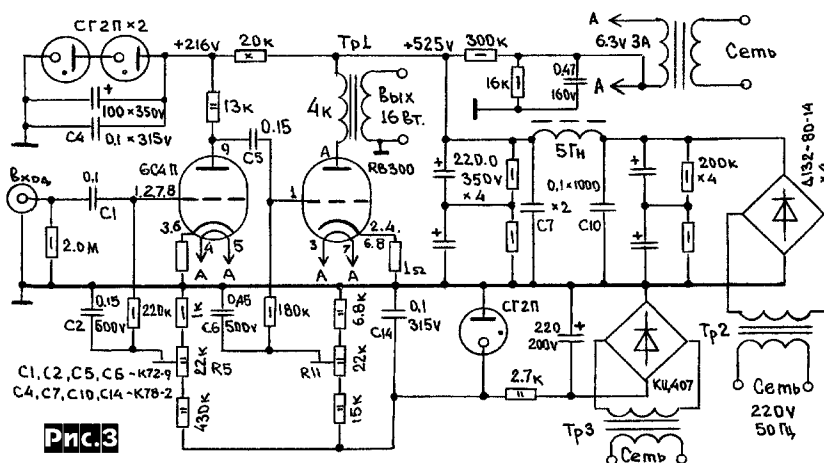
SE на мощном модуляторном (ранее сугубо военном, а ныне доступном и для простых смертных на Санкт-Петербургском ПО «Светлана») триоде RB300-СХ, имеющем высокую крутизну (25 мА/В), большое анодное напряжение (2200 В) и мощность (300 Вт с обдувом, 30 без), а также низкое внутреннее сопротивление (500 Ом) разработана Д. Андронниковым (рис. 3). Выходной трансформатор Тр1 имеет коэффициент трансформации 22,6, таким образом при сопротивлении нагрузки 8 Ом анод лампы нагружен на эквивалентное сопротивление 4,08 кОм. Благодаря применению во входном каскаде лампы 6С4П, нелинейность характеристик которой близка к нелинейности RB300-СХ, а также применению регулируемого фиксированного смещения на сетки обеих ламп, в данной схеме удалось реализовать принцип частичной компенсации квадратичной нелинейности выходной лампы нелинейностью входной. Суть его в том, что входная и выходная лампы работают в «противофазе», поэтому фазы четных гармоник, генерируемых этими каскадами, оказываются противоположными и частично компенсируются. В результате без применения ООС коэффициент гармоник этого УНЧ удается снизить до 2% (при этом собственно RB300-СХ дает примерно 6%). Номинальный диапазон частот усилителя 45Гц-45кГц, чувствительность 0,7 В, выходное сопротивление 1,6 Ом.

РР. Двухтактные трансформаторные выходные каскады не случайно наиболее распространены в ламповых УНЧ. Благодаря встречному протеканию равных постоянных токов анода в двух половинках первичной обмотки постоянное подмагничивание магнитопровода отсутствует, а пульсации питающих напряжений компенсируются. Кроме того, благодаря противофазной раскачке ламп верхнего и нижнего плеча обеспечивается компенсация четных гармоник.

То есть в РР усилителях схемотехнически устранены основные ограничения SE усилителей, что на практике выражается меньшими искажениями, более широкой полосой частот, меньшим уровнем шумов и помех - более мощным и выразительным звучанием. Но, к сожалению, все это только в том случае, если:

- лампы выходного каскада специально отобраны по параметрам
- число витков, индуктивность и активное сопротивление половинок первичной обмотки идеально совпадают
- фазоинверсный каскад обеспечивает точное равенство амплитуд и противоположность фазы напряжений, подаваемых на управляющие сетки выходных ламп.

На практике подобрать две одинаковые (с отличием вольтамперных характеристик в рабочем диапазоне токов и напряжений порядка 1%) лампы невозмож-



но, приемлемую симметрию полуобмоток выходного трансформатора удается получить только применяя специальные технологические приемы (многосекционная намотка), а для обеспечения противофазной раскачки приходится вводить ряд подстроечных элементов. Другими словами, изготовление и налаживание РР усилителей - дело трудоемкое и довольно тонкое: небольшая небрежность или надежда на «авось пронесет» почти всегда заканчиваются разочарованием.

Попарный отбор ламп лучше всего производить на специальном оборудовании, например тестером Теодора Аргирядиса, схема которого опубликована в февральском номере «РХ» на с.10 (рис. 12). В крайнем случае можно применить простейший пробник с двумя миллиамперметрами в анодных цепях сравниваемых ламп, все остальные электроды которых соединены параллельно и подключены к источникам номинальных питающих напряжений, а на управляющие сетки подается постоянное напряжение с движка резистора делителя напряжения.

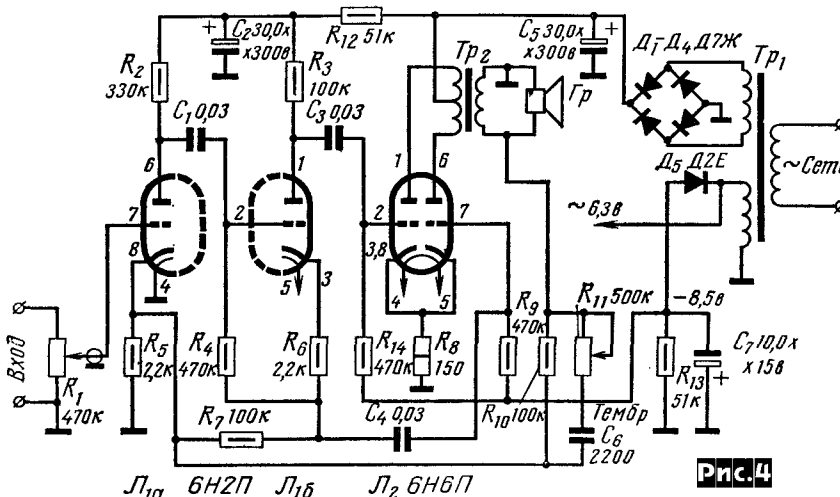
Изменяя напряжение на сетках от 0 до полностью запирающего, сравнивают анодные токи, которые не должны отличаться более, чем на несколько процентов.

Одно из решений, избавляющих от головной боли при подборе пар ламп - применить на выходе двойной триод - (рис. 4 (Е.Зельдин), правда особой мощ-

ностью при этом похвалиться не удастся: В данном случае выходная мощность составляет 3,5 Вт при нелинейных искажениях 4% (ООС отсутствует) и АЧХ от 40 до 15000 Гц. Выходной трансформатор собран на магнитопроводе Ш12х20, первичная содержит 2300 витков ПЭВ 0,12, вторичная - 74 витка ПЭЛ 0,74.

Выходной трансформатор является самым нелинейным звеном лампового УНЧ и от его качества в решающей степени зависит качество усилителя в целом. Недаром говорят, что ламповый усилитель звучит так, как звучит его трансформатор. Остановимся поэтому несколько подробнее на расчете и конструкции трансформатора для двухтактного выходного каскада (расчет других звеньев и каскадов усилителей выполняется по общим для радиотехники законам Ома и Кирхгофа и поэтому здесь не рассматривается).

До и для расчета трансформатора необходимо знать тип ламп выходного каскада и выходную мощность усилителя $P_{вых}$. Для наиболее распространенного (в силу наименьших искажений и высокой энергетической эффективности) режима класса АВ можно с приемлемой точностью считать, что рассеиваемая на аноде мощность лампы равна мощности, отдаваемой этой лампой, т.е. $P_{аод} = P_{вых.л}$. Тогда, зная выходную мощность усилителя и приняв ориентировочный КПД выходного трансформатора $\eta_{Тр} = 0,85$, можно выбрать тип (исходя из



Ра.доп) и количество (m) ламп выходного каскада

$$Ra_{доп} = R_{вых} / (2m \eta_{тр})$$

Выбрав тип лампы, из справочных данных необходимо определить ее внутреннее сопротивление Ri. Если этот параметр прямо не указан, его можно вычислить как $Ri = \mu / S$, где μ - коэффициент усиления лампы, S - крутизна ее характеристики [mA/V] в рабочей точке. Ri можно определить и по нагрузочной прямой (динамической характеристике) на семействе анодных характеристик лампы как $Ri = 2U_{ам} / (m I_{ам})$, где $U_{ам}$ - амплитуда анодного напряжения (для прикюдочных расчетов можно принять $U_{ам} = U_{a.макс} - 50$), $I_{ам}$ - амплитуда анодного тока.

Оптимальное эквивалентное сопротивление между анодами ламп выходного каскада, обеспечивающее передачу в нагрузку максимальной мощности

$$R_{aa.опт} = 2Ri.$$

Индуктивность первичной обмотки, при которой завал АЧХ на частоте fn не превысит 3 дБ

$$L1 = R_{aa.опт} / (2 \pi fn)$$

а коэффициент трансформации

$$n = W2/W1 = \sqrt{\frac{R_{нагр}}{R_{aa.опт} \cdot \eta_{тр}}}$$

По этим данным можно выполнить приближенный конструктивный расчет выходного трансформатора.

Поперечное сечение магнитопровода

$$S = 0,4 P_{вых} / \eta_{тр}, \quad [см^2]$$

Число витков первичной обмотки

$$W1 = 550 \sqrt{L1 \rho / S},$$

где ρ - средняя длина силовой линии магнитного поля (параметр магнитопровода), вторичной

$$W2 = nW1.$$

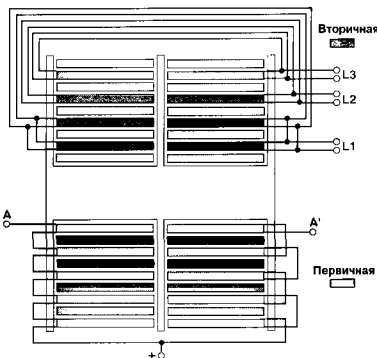
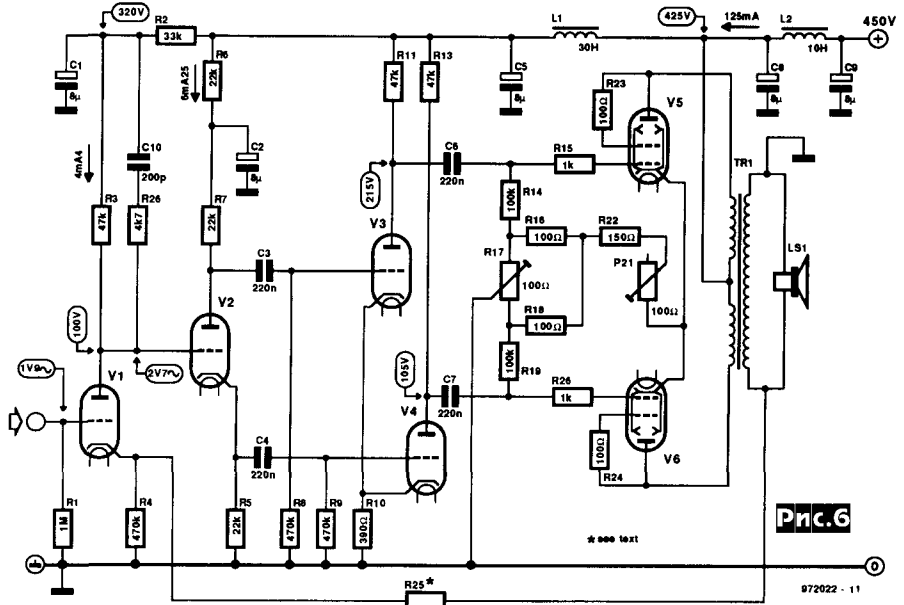


Рис.5



Понятно, что все расчеты носят прикюдочный характер и для достижения высоких характеристик усилителя требуют корректировки. При единичном изготовлении целесообразно делать обмотки с дополнительными отводами (скажем, через 5% от полного числа витков) для обеспечения возможности оперативного под-

бора при налаживании.

Конкретное конструктивное исполнение трансформатора для высококачественного УНЧ призвано обеспечить индуктивность первичной обмотки не ниже заданной при идеальной симметрии ее половинок, минимуме паразитной индуктивности рассеивания (она ограничива-

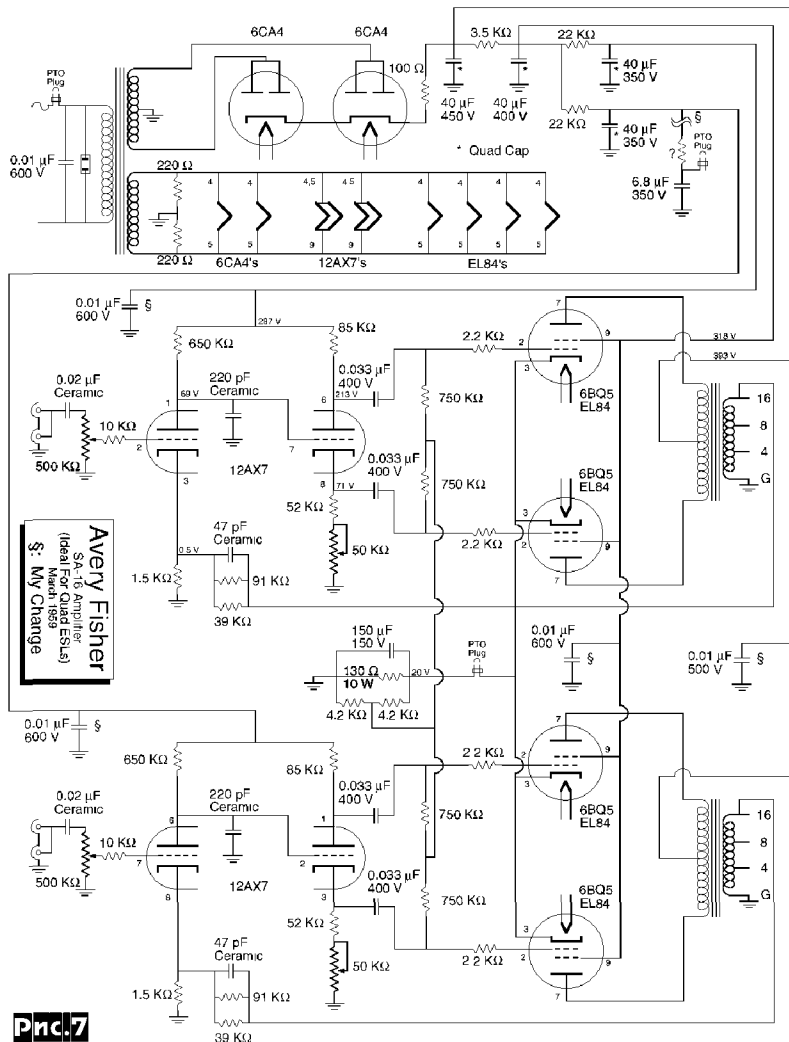


Рис.7

QUAD II POWER AMPLIFIER

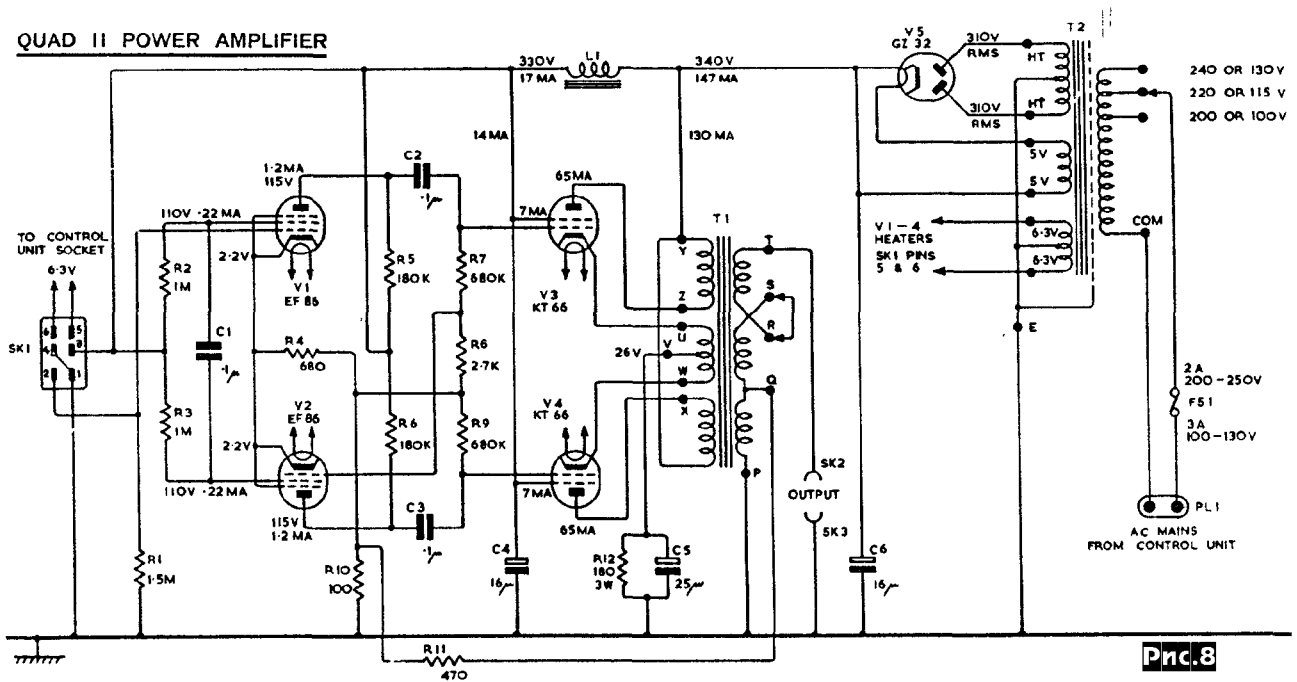


Рис.8

ет АЧХ на ВЧ) и активного сопротивления обмоток, а также непревышения магнитным потоком предельного (обычно порядка 0,5 Тл) значения, выше которого магнитопровод будет вносить недопустимо большие нелинейные искажения. Выполнение всех этих требований - искусство на грани Стравидари, поэтому приведем лишь краткие рекомендации, позволяющие избежать грубых ошибок.

Прежде всего нужно учесть, что пластины толщиной 0,5 мм совершенно непригодны, а толщиной 0,35 мм - нежелательны. Лучше, если толщина пластин будет 0,2 мм, что минимизирует потери на вихревые токи (существенные на ВЧ). Каждую пластину индивидуально надо покрыть цапонлаком или иным изоляционным лаком, предварительно тщательно зачистив неровности. При намотке особое внимание следует уделять полной симметрии половинок первички (не только числа витков, но и длины провода и симметрии относительно магнитопровода), для чего целесообразно применять трехсекционный каркас, крайние секции которого отводятся под половинки первичной, а средняя - под вторичную обмотку. Для минимизации индуктивности рассеивания часто вторичную обмотку также секционируют, располагая несколько частей вторички между подсекциями первички по типу слоеного пирога или гамбургера (рис.5). После намотки и сборки пропитайте весь трансформатор парафином, воском или стеарином.

Схемные решения фазоинверсных каскадов двухтактных ламповых УНЧ - наиболее варьируемая их часть. Чаще всего применяют фазоинверторы с разделенной нагрузкой (реализация требует всего один триод, но неравенство выходных сопротивлений со стороны анода и катода заметно нарушают симметрию противофазных напряжений), самобалансирующийся фазоинвертор (требуется два триода, но каскад одновременно дает

усиление по напряжению) и парафазный фазоинвертор (это по сути дифференциальный усилитель с одним заземленным по переменному напряжению входом; как и самобалансирующийся, требует два триода, но обеспечивает усиление). Споры о преимуществах каждой из схем вряд ли уместны с учетом того, что для компенсации разбаланса полуобмоток выходного трансформатора и пар выходных ламп в высококачественных УНЧ все равно, как правило, предусмотрены подстроечники, слегка асимметрирующие фазоинвертор и позволяющие минимизировать уровень гармоник на выходе УНЧ при налаживании непосредственно по спектру, наблюдаемому в реальном времени на спектроанализаторе.

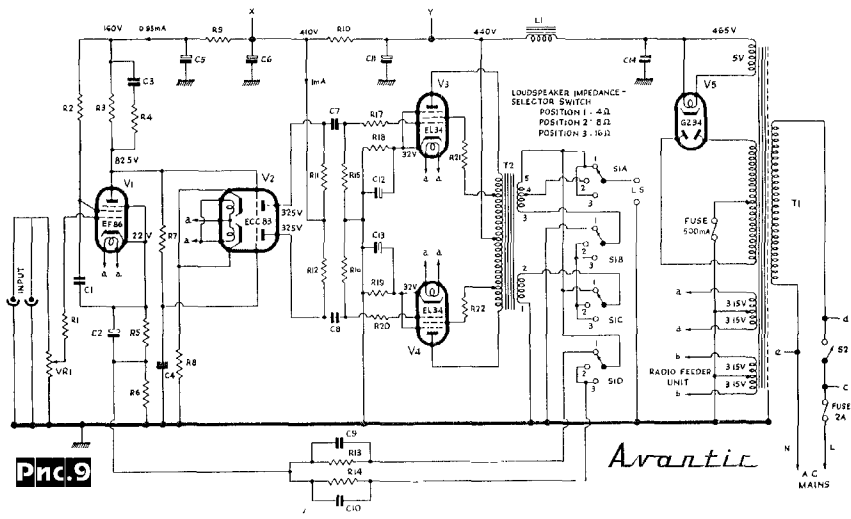
На рис.6 показана схема УНЧ Вильямсона, ставшая классической. Фазоинвертор с разделенной нагрузкой выполнен на V2, собственно разделенную нагрузку образуют R7 и R5. В этой схеме балансировка по минимуму искажений выполняется не в фазоинверторе, а в следующем каскаде (R17). Без ООС (R25 разорван) усилитель обеспечивает выходную мощность 15 Вт в полосе от 50 Гц до 20 кГц при коэффициенте гармоник около 1% и чувствительности 200 мВ. При рекомендуемой глубине ООС 12 дБ чувствительность падает до 0,8 В, коэффициент гармоник снижется до 0,3%, а полоса частот расширяется до 30...40000 Гц. В качестве V1-V4 применены 6SN7 (6Н8С), а на выходе - EL34 (6П27С). Выходной трансформатор намотан на магнитопроводе английского формата E-1 150 N (высота 150 мм), размещение его обмоток показано на рис.5 - каждая из половинок первичной обмотки содержит по четыре слоя провода диаметром 0,3 мм по 88 витков в каждом. Между слоями первичной размещены слои вторичной - в каждом по 29 витков провода диаметром 1 мм. Слои вторичной обмотки могут быть соединены как параллельно

(1,7 Ом), так и последовательно (110 Ом) для нагрузки с практически любым сопротивлением. Индуктивность первичной обмотки 100 Гн, активное сопротивление 250 Ом, индуктивность рассеивания 22 мГн.

Фазоинверсный каскад с разделенной нагрузкой и подстройкой симметрии в цепи катода применен в усилителе Avery Fisher SA-16 (рис.7). Он выполнен на правом по схеме триоде 12AX7, а собственно регулировка выполняется подстроечным резистором 50 кОм.

Типичный представитель УНЧ с самобалансирующимся фазоинвертором - QUAD II (рис.8). Верхний левый по схеме пентод V1 - по сути обычный усилитель с нагрузкой R5, а собственно инверсию выполняет нижний левый пентод V2 с нагрузкой R6, управляющая сетка которого соединена как с сеткой первой выходной лампы V3 (через R7), так и с сеткой второй V4 (через R9, R8). В современной схемотехнике такие схемы называют инвертирующим повторителем напряжения, ведь лампа по схеме с общим катодом по сути и есть операционный усилитель (сетка лампы - инвертирующий вход ОУ). Коэффициент передачи такого ОУ равен $K_u = -(R_8 + R_9) / R_7$, а поскольку $R_9 = R_7$, небольшой довесок R8 компенсирует неидеальность (небесконечность коэффициента усиления) лампы. Из других особенностей QUAD II стоит отметить довольно глубокую общую ООС (R11R10), а также применение автоматического смещения (R12C5) и местной ООС, подаваемой с отдельной обмотки выходного трансформатора в катоды V3, V4.

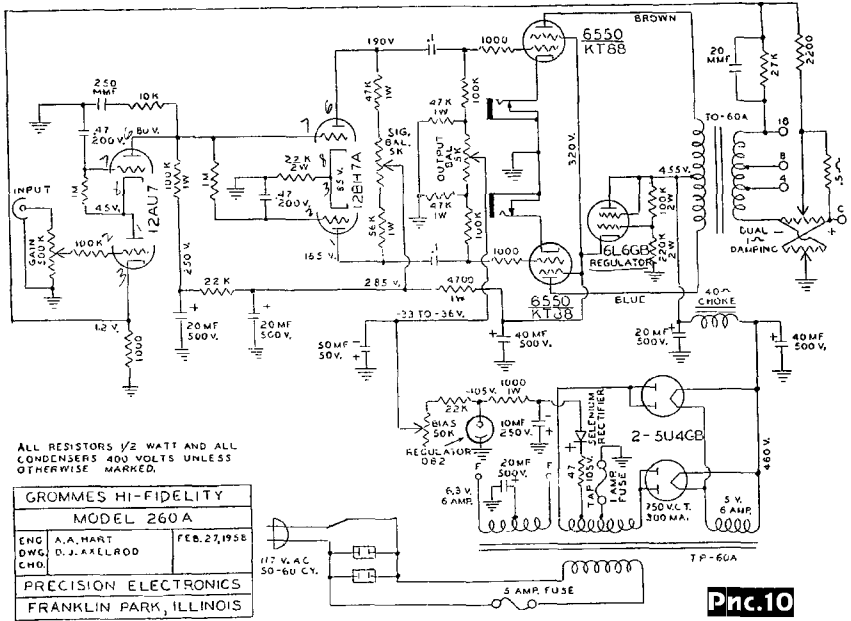
Парафазный фазоинверсный каскад сегодня можно назвать дифференциальным усилителем с заземленным (по переменному току) одним из входов. На рис.9 показана схема УНЧ Avantic с таким каскадом (лампа V2) без подстройки, а на рис.10 - УНЧ Grommes 260A также с вторым парафазным каскадом и ре-



гуляторами симметрии как в анодных цепях фазоинвертора, так и в сеточных выходного каскада. В современных схемах для фазорасщепления и одновременно приложения общей ООС применяются и «чистые» дифференциальные каскады, которые, кажется, только что перепрыгнули из до боли знакомых популярных транзисторных УНЧ (**рис. 11**, входной каскад на ECC83).

Обзор фазоинверсных ухищрений будет неполным, если не упомянуть еще одно течение истинных борцов за чистоту звука. На **рис. 12** показана схема лампового УНЧ на трансформаторах, наглядно представляющего одну из High-Endовских философий «чем меньше элементов, тем меньше искажений».

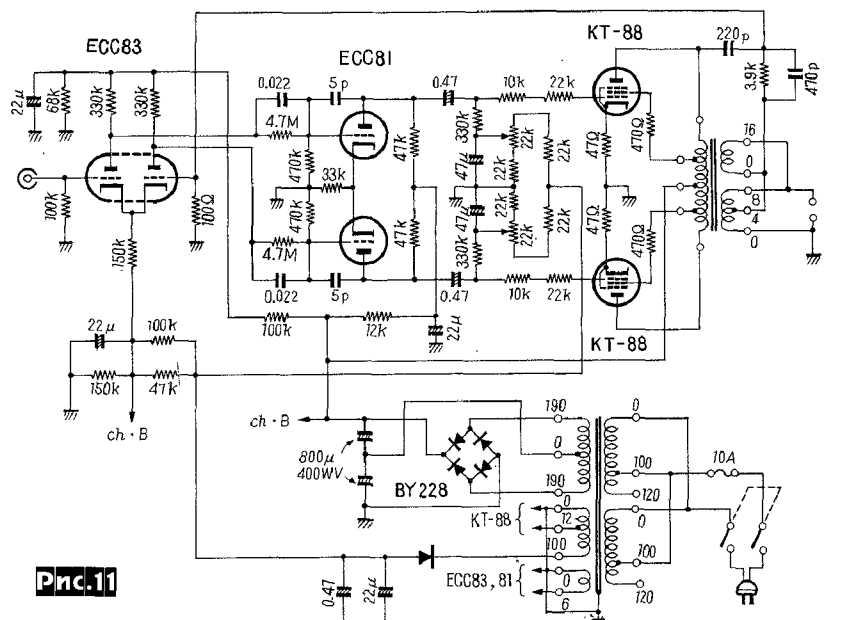
Как уже отмечалось, невыразительное звучание ламповых SE усилителей в НЧ части спектра, обусловленное ограничениями выходного трансформатора, хоть и в меньшей степени, но касается и PP усилителей. Решая проблему «в лоб», некоторые изготовители High-End техники применяют параллельное включение до десятка ламп (этим достигается снижение во столько же раз эквивалентного внутреннего сопротивления R_i), а также трансформаторы немислимых габаритов и массы. Более смекалистые разработчики пытаются применить эффективные схемные решения. Примером последнего является многополосные УНЧ, НЧ и ВЧ трансформаторы (**рис. 13**, радиоло «Латвия») или даже отдельные каналы усиления (**рис. 14**, В.Мощаков) которых оптимизированы для соответствующей полосы частот. В схеме **рис. 13** ВЧ выходной трансформатор Tr1 выполнен на магнитопроводе Ш9х12, первичная 2000 ПЭЛ 0,12, вторичная 23 ПЭЛ 0,51, НЧ Tr2 - на Ш16х24, обмотка I - 2900, II - 90, III - 580 витков ПЭЛ 0,12, обмотка IV - 40 витков ПЭЛ 0,8. В усилителе **рис. 14** Tr1 на магнитопроводе Ш22х30 с первичной 1140+860+860+1140 ПЭЛ 0,16, вторичная 140 витков ПЭЛ 0,64. Tr2 - Ш16х30 с зазором 0,1 мм, первичная 1000 ПЭЛ 0,18, вторичная 20+30 ПЭЛ 0,59.



Еще более интересна находка Джеффа Маколэя - одно из редких схемотехнических решений ламповой аудиотехники, разработанное в наши дни (подавляющее большинство остальных «современных» ламповых УНЧ выполнены по схемам, заимствованным из 60-х, 50-х и даже 40-х годов). Остановимся на ней подробнее. На **рис. 15** показана эквивалентная схема выходного трансформаторного каскада для НЧ, а на **рис. 16** - для ВЧ. Здесь R_p - внутреннее сопротивление источника (лампы -R_i), R_w - сопротивление первичной обмотки, L_o - индуктивность первичной обмотки, R_l - приведенное к первичной обмотке сопротивление нагрузки, L_k - индуктивность рассеивания, C - эквивалентная емкость обмотки. Учитывая, что R_p обычно намного больше R_w , легко убедиться, что снижение внутреннего сопротивления лампы улучшает АЧХ как на НЧ (частота среза здесь $f_n = R_p / (2\pi L_o)$), для упрощения приведенное сопротивление нагрузки опустим), так и на ВЧ (грубо $f_w = 1/(2\pi R_p C)$), также для упро-

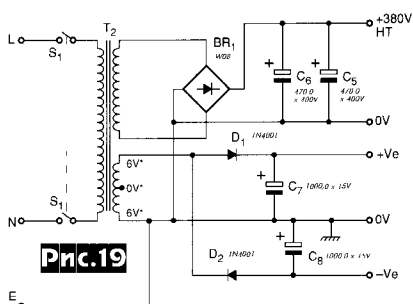
ALL RESISTORS 1/2 WATT AND ALL CONDENSERS 450 VOLTS UNLESS OTHERWISE MARKED.

GROMMES HI-FIDELITY	
MODEL 260 A	
ENG. A. A. HART	REV. 27, 1958
DWG. D. J. ALELUOD	
PRECISION ELECTRONICS	
FRANKLIN PARK, ILLINOIS	



EL84 (6П14П), а надо EL34 (6П27С) - вдвое мощнее и с меньшим R_i , поэтому попытки повторения этого УНЧ на 6П14П просто не могли подтвердить заявленные автором характеристики - беспрецедентную для ламповых УНЧ полосу частот от 5 (!) Гц до 55 кГц при выходной мощности 32 Вт и коэффициенте гармоник 0,07%. Выходное сопротивление 0,6 Ом, достигнутое без общей ООС, также недостижимо для подавляющего большинства других ламповых УНЧ. Детальный анализ схемы выявил также оплошность и самого автора - Джеффа Маколэя: соединение инвертирующих входов ОУ А1 и А2 через резистор R11 (очень похожее на схемотехнику мостовых транзисторных УНЧ), на поверку не обеспечивает равенства амплитуд противофазной раскачки. Действительно, применив принцип виртуального замыкания входов ОУ, можно определить, что коэффициент передачи входного сигнала в эмиттеры транзисторов для каскада на А1Т1 равен $K_{u1}=1+R2/R11=2,47$, а для каскада А2Т2 $K_{u2}=-R5/R11=-1,47$. Как говорится, налицо асимметрия на 68%. Для ее устранения достаточно увеличить сопротивление R5 до 16,8 кОм (включить последовательно 10 кОм и 6,8 кОм) с одновременным увеличением до 110 кОм сопротивления резистора R13, совместно с R12 задающего режим генераторов Т1, Т2 по постоянному току.

Для тех, кто решил повторить эту схему, приводим схему блока питания (рис.19). Анодная обмотка Т2 должна быть рассчитана на напряжение 280 В (700 мА), а питание ОУ осуществляется от накальной обмотки (2x6 В, 4А) через простейшие выпрямители. Выходной



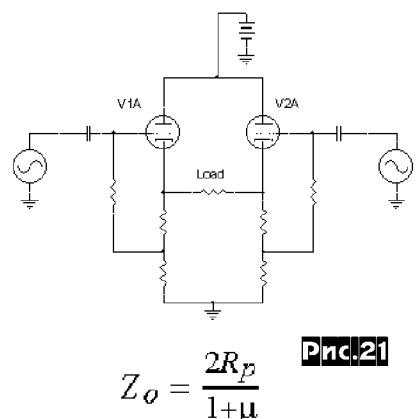
трансформатор Т1 должен иметь индуктивность первичной обмотки 8 Гн, коэффициент трансформации 20:1 и индуктивность рассеивания не более 10 мГн. Допуск на все резисторы - 1%. Мы также рекомендуем вместо С4 и R11 установить два резистора по 3,3 кОм, в общую точку которых подключить нижний по схеме вывод R12, а R13 из схемы исключить.

OTL. Как говорил один из сильных мира сего, «нет человека - нет проблемы». Приверженцы бестрансформаторных решений столь же категоричны - уж если звучание усилителя определяется качеством его выходного трансформатора, то, устранив последний, преодолеем последний рубеж на пути к идеальному звуку! Но... реалии и здесь приземляют необузданный полет фантазий. Основное противоречие состоит в том, что лампы - относительно высоковольтные и слаботочные (следовательно, по закону Ома -

высокоомные) устройства, в то время как акустические системы (АС) - низковольтные, сильноточные и потому низкоомные (за исключением электростатических АС - вот где «идеальная пара» для ламповых OTL!). Поскольку типовое R_i пентодов и лучевых тетродов составляет десятки кОм, триодов - единицы кОм, и только у специализированных ламп типа 6С33С $R_i=100$ Ом, их непосредственное подключение к 8-омной нагрузке хоть принципиально и даст звук, но КПД будет настолько мизерным (даже для 6С33С всего $8/(100+8) \times 100\% = 7\%$, а для других ламп - доли процента), что более правильным будет назвать такой агрегат не усилителем, а калорифером. Да и звук вряд ли устроит меломана - питание АС генератором тока, а не напряжения резко подчеркнет всевозможные электроакустические резонансы и нарушит нормальную работу разделительных фильтров. Попытки решить проблему с другого конца - увеличением сопротивления АС с электродинамическими головками предпринимались еще в 40-х годах и без особого успеха - создать качественный высокоомный динамик оказалось не проще, чем низкоомную лампу. Оставим поэтому в стороне технологию и рассмотрим, что нам предлагает схемотехника.

SE OTL на катодном повторителе (рис.20). Его выходное сопротивление $R_{вых}=R_i/(1+\mu)$, где μ - коэффициент усиления лампы. Из трех возможных схем включения (общий катод, общая сетка и общий анод-катодный повторитель) такая схема имеет наименьшее сопротивление и в принципе может быть применена в SE усилителях, однако проблемы с протеканием через нагрузку постоянного тока и крайне малая выходная мощность являются преградой для ее широкого распространения.

PP OTL. В 1951 г. Флетчер и Кук продемонстрировали двухтактный бестрансформаторный УНЧ на восьми лампах 6А57G (6Н13С), который генерировал 6,32 Вт на нагрузку 16 Ом. Проблема с постоянным током через нагрузку вроде решена, но выходное сопротивление та-



$$Z_o = \frac{2R_p}{1+\mu}$$

Рис.21

кого решения (рис.21) $R_{вых}=2R_i/(1+\mu)$ вдвое больше, чем в однокатодном SE варианте, поскольку с точки зрения нагрузки обе лампы включены последовательно. Это означает, что при использовании четырех 6С33С выходное сопротивление не удастся снизить менее 27 Ом. Кроме того, режим ламп может быть только в классе А, что практически исключает возможность получения значительной выходной мощности.

SEPP OTL. В том же 1951-м Петерсон и Синклер предложили схему асимметричного двухтактного каскада, названного Single-Ended Push-Pull (рис.22), который впоследствии нашел широкое применение в транзисторной технике. Но это в транзисторных схемах, которые бывают двух типов проводимости. Поскольку «позитронных» ламп, комплектарных обычным электронным, не бывает, то в ламповой технике такой каскад в силу явной асимметрии выходных сопротивлений верхнего и нижнего плеча, а также сложности получения напряжений раскачки, в чистом виде широкого распространения не получил, хотя попытки коммерческого применения и были (рис.23, SEPP OTL с выходом на 600 Ом).

Futterman OTL. В 1954 самоучка из Нью-Йорка Юлий Футтерман предложил схему раскачки SEPP OTL, в которой катодный резистор фазоинвертора был соединен не с землей, а с выходом усилителя (рис.24). В ней 100%-ная ООС ка-

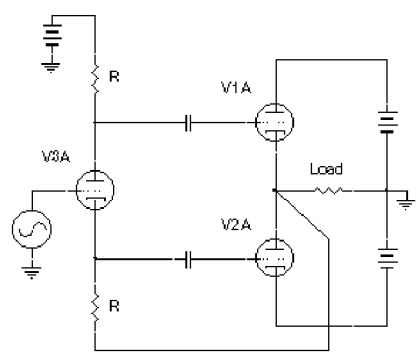


Рис.24

$$Z_o = \frac{R_p}{2}$$

тодного повторителя (верхнее плечо) компенсировано 100%-ной ПОС через катодный резистор фазоинвертора, поэтому асимметрия выходных сопротивлений верхнего и нижнего плеч устранена, но... на худшем из двух уровней - каскада с общим катодом. То есть эквивалентное выходное сопротивление этой схемы $R_{вых}=R_i/2$ (для нагрузки обе лампы включены параллельно). Для нашего примера с четырьмя 6С33С это соотве-

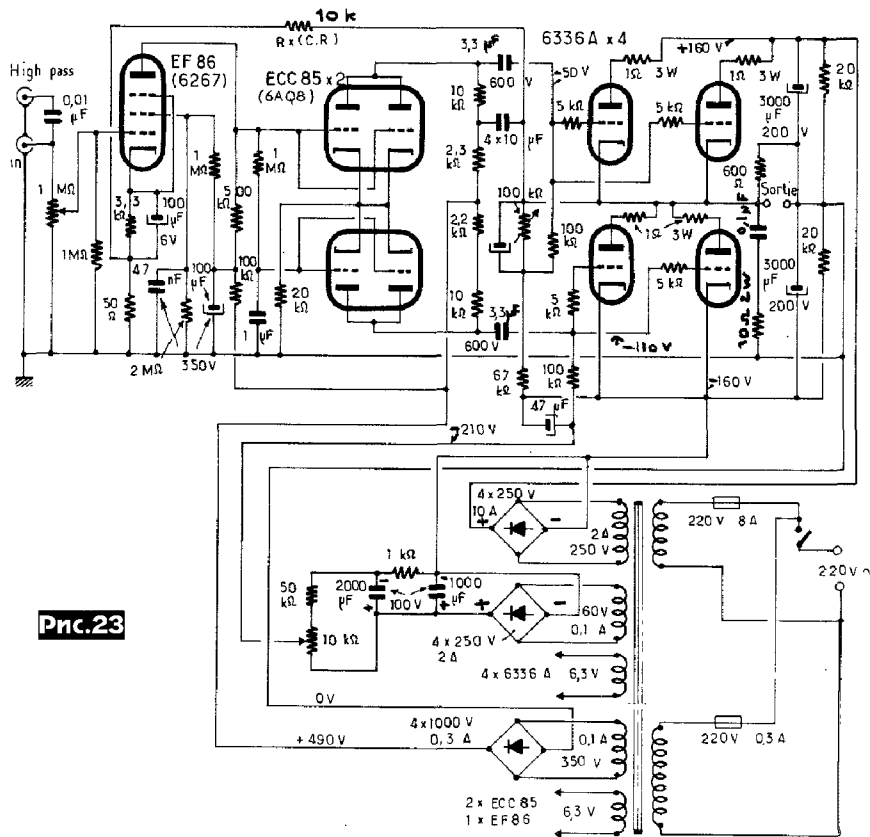


Рис.23

стует 25 Ом, т.е. практически как и у PP OTL, но здесь лампы уже могут работать и в режиме АВ, что дает существенный выигрыш по мощности. Современную практическую реализацию Футтермана находим в усилителе Андреа Циуффоли (рис.25).

Вариации на тему Futterman OTL. Если в предыдущей схеме поменять мес-

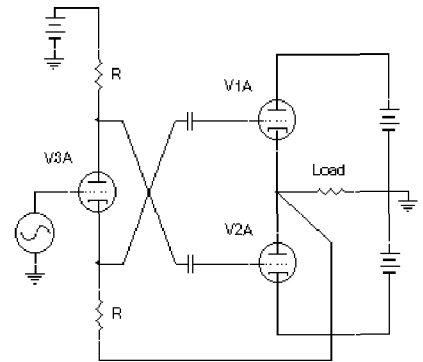


Рис.26

$$Z_o = \frac{R_p}{2(1+\mu)}$$

тами управляющие напряжения на сетках ламп (рис.26), то (эврика!) оказывается, что схема преобразуется в настоящую пару повторителей напряжения и выходное сопротивление уменьшается до теоретического минимума $R_{вых} = R_i / (2 + 2\mu)$,

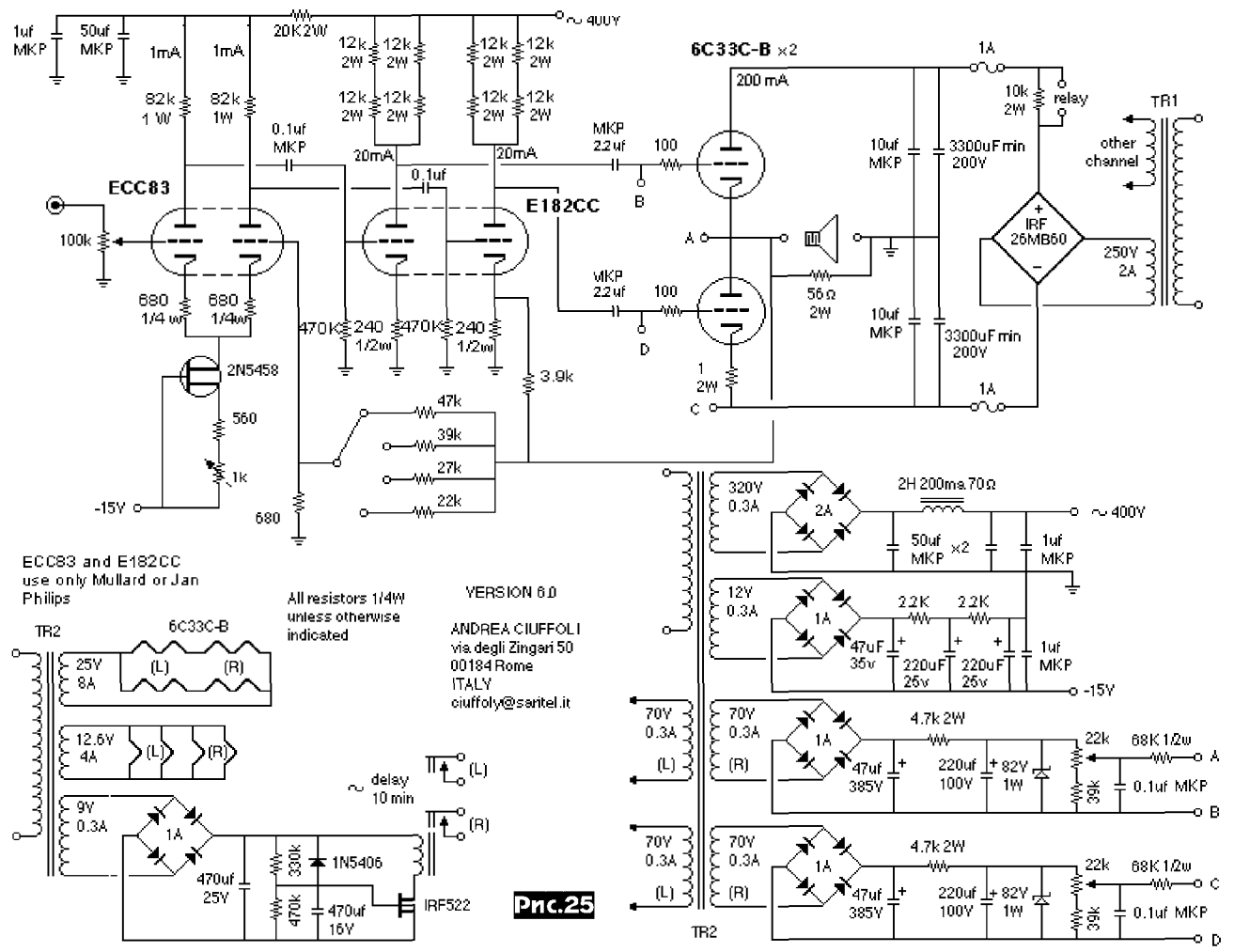
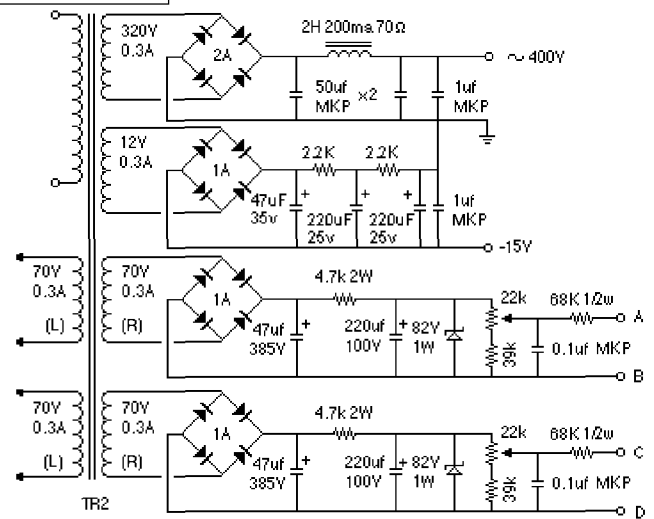
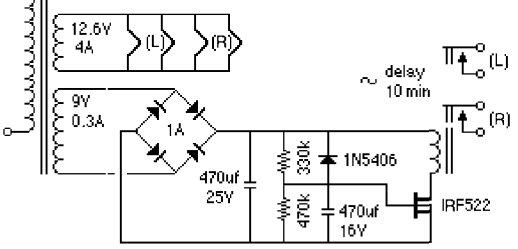
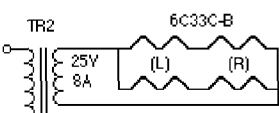


Рис.25

ECC83 and E182CC use only Mullard or Jan Philips

All resistors 1/4W unless otherwise indicated

VERSION 6.0
ANDREA CIUFFOLI
via degli Zingari 50
00184 Rome
ITALY
ciuffoly@satitel.it



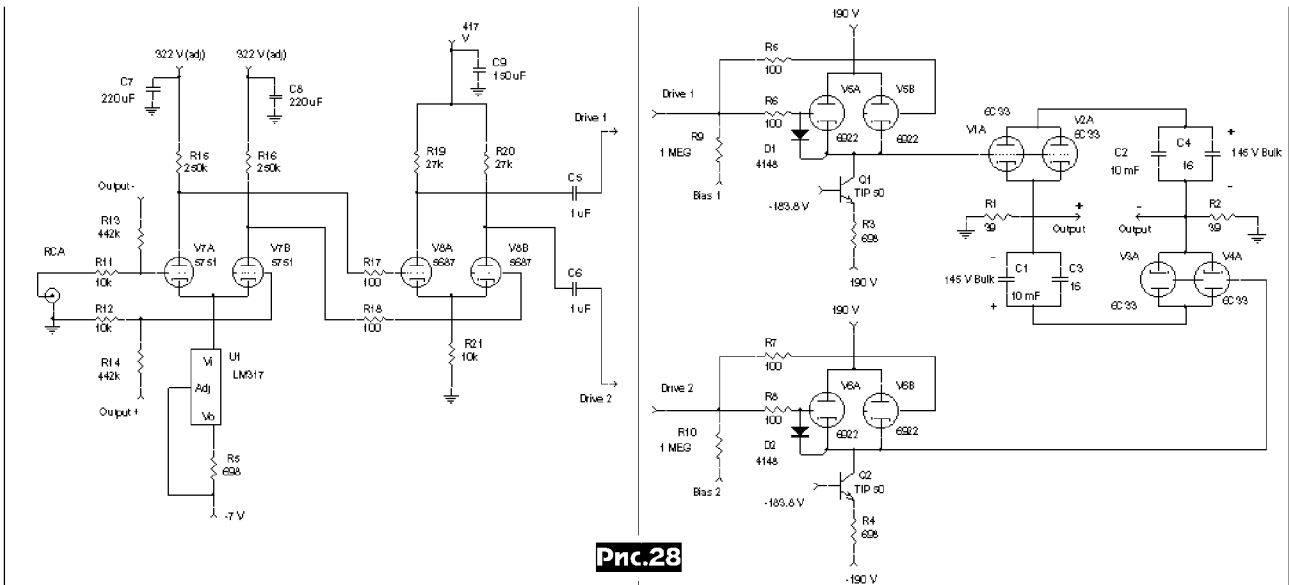


Рис.28

для нашего примера это 6,8 Ом. Очень близко к тому, что надо.

CIRCLOTRON OTL. В 1955 г. фирма Electro-Voice полностью избавилась от врожденного порока SEPP - асимметрии - путем введения плавающего питания и переворота в одном из плеч лампы и источника питания (**рис.27**). В конце 80-х фирма Atma-Sphere Music Systems вернулась к «хорошо забытому старому» CIRCLOTRONу в своем усилителе MA-1. Выходное сопротивление этой схемы

$R_{вых} = R_l / (2 + \mu)$, для нашего примера с четырьмя 6C33C это 10,6 Ом, а в Atma-Sphere MA-1, выполненном на 12 параллельных лампах типа 6AS7G, это 11 Ом. Для согласования с нагрузкой в этом усилителе применен автотрансформатор, согласующий 11 Ом с нагрузкой в 1, 2, 3 или 4 Ома (поэтому его нельзя считать «чистым» OTL). Преимущество цирклотрона перед схемами Футтермана - высокая степень подавления помех с шин питания, полная симметрия, оба катода находятся под нулевым потенциалом.

$$Z_o = \frac{R_p}{2 + \mu}$$

Рис.27

«Чистый» OTL CIRCLOTRON применен в современном усилителе COVI MARK II (**рис.28**). Его выходное сопротивление снижено до менее 1 Ома введением в стандартный цирклотрон неглубокой (около 10 дБ) общей ООС с балансных выходов через резисторы R13, R14 в управляющие сетки лампы входного и по совместительству фазоинверсного каскада V7a, V7b. Еще из схемотехнических «приколов» COVI MARK II мож-

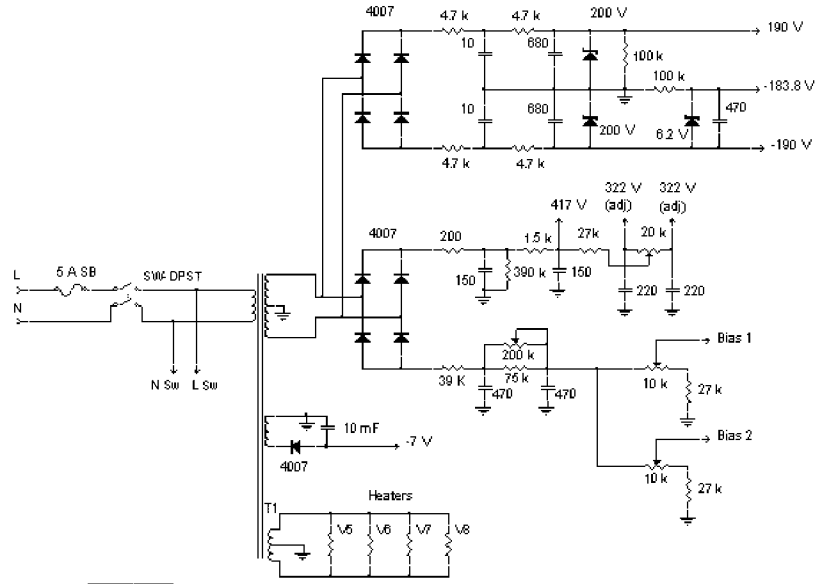
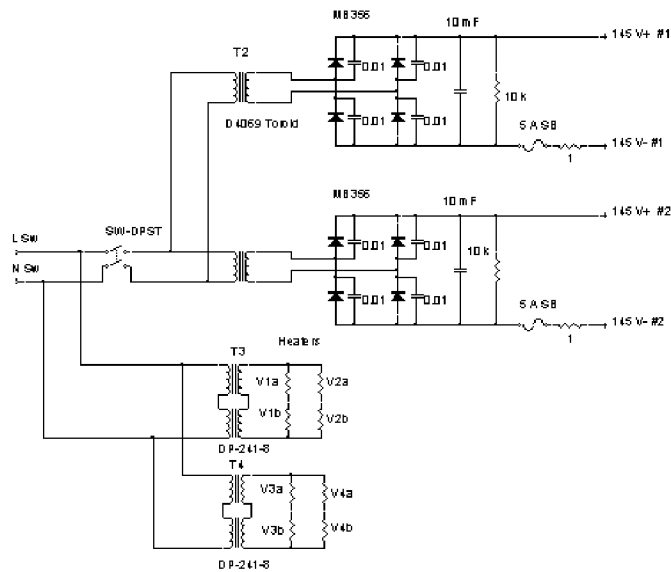


Рис.29



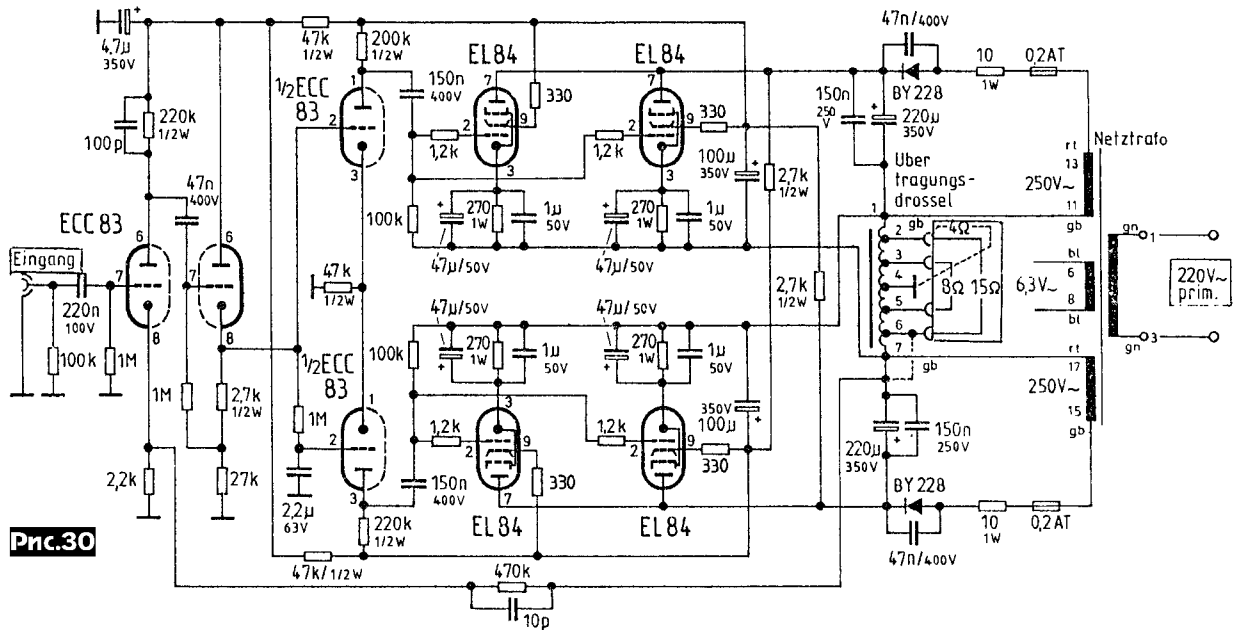


Рис.30

но отметить применение в качестве генераторов тока интегрального стабилизатора U1 и биполярных транзисторов Q1, Q2, а также довольно мощные низкоомные каскады раскочки (V5, V6), позволившие загнать лампы выходного каскада в режим класса АВ2 с сеточными токами. Благодаря этому усилитель развивает 100 Вт на нагрузке 4 Ома и 125 Вт на 8 Ом, а амплитуда анодного тока составляет 3,75 А! Схема блоков питания показана на **рис.29**.

Схемотехника циркулотрона применяется не только в бестрансформаторных УНЧ. На **рис.30** показана схема УНЧ мощностью 30 Вт, выходной каскад которого выполнен на квартете EL84 (6П14П) по схеме циркулотрона (который может быть назван параллельным двухтактным - Push-Pull Parallel или PPP) с выходным сопротивлением 800 Ом и согласующим автотрансформатором, позволяющим подключать нагрузку 16 - 8 - 4 Ома. Парафазный каскад выполнен на ECC83 (6Н2П), а общая ООС подается в катод лампы входного каскада. Объективные параметры усилителя очень высоки (для ламповых): полоса частот 10 Гц ... 70 кГц, коэффициент гармоник 0,01%, коэффициент демпфирования 30, отношение сигнал/шум 101 дБА. Соотношение числа витков автотрансформатора: 1-7 относится к 2-6 как 7:1, а к 3-5 как 10:1. Эта схема многократно воспроизведена одним из авторов, причем всегда с неизменным успехом.

В одной статье, разумеется, невозможно охватить абсолютно всю ламповую аудиосхемотехнику, но, надеемся, она будет полезной для тех, кого завораживает оранжевое свечение разогретых катодов...