

С. А. Гаврилов

ИСКУССТВО ЛАМПОВОЙ СХЕМОТЕХНИКИ



Наука и Техника, Санкт-Петербург
2012

Гаврилов С. А.

Искусство ламповой схемотехники. — СПб.: Наука и Техника, 2012. — 304 с.

ISBN 978-5-94387-855-8

Интерес к радиолампам и схемам на них заметно вырос, но книг, детально освещающей тему, не хватает. Это издание призвано заполнить пробел. Рассмотрение вопросов схемотехники ламповой аппаратуры сочетает широту охвата тем, конкретность, практическую направленность, и в то же время, — предельную простоту и доступность.

Автор ставил целью особо разобрать вопросы, не освещавшиеся в прежней, устаревшей литературе. Акцент делается на новые сведения — «секреты разработчиков», на типичные ошибки и заблуждения. Не забыты интересы нынешних аудиофилов, конструкторов аудиоаппаратуры на лампах. Собиратели и ценители ретро-аппаратов также найдут в книге немало интересного. В качестве бонуса для них приводятся краткие сведения о радиолампах старых популярных серий.

Кроме того приведены для повторения несколько практических конструкций ламповых усилителей, разработанных и собранных А. Черномырдиным.

Существенно дополняют книгу разделы практической схемотехники усилителей звуковой частоты, подготовленные Н. Суховым, главным редактором журнала РАДИОхобби, самого схемотехнического журнала СНГ.

Книга адресована широкому кругу радиолюбителей, студентам, коллекционерам радиоаппаратуры.



9 785943 878558

ISBN 978-5-94387-855-8

Автор и издательство не несут ответственности
за возможный ущерб, причиненный в ходе
использования материалов данной книги.

Контактные телефоны издательства

(812) 412-70-25, 412-70-26

(044) 516-38-66

Официальный сайт: www.nit.com.ru

© Гаврилов С. А.

© Наука и Техника (оригинал-макет), 2012

ООО «Наука и Техника».

Лицензия № 000350 от 23 декабря 1999 года.

198097, г. Санкт-Петербург, ул. Маршала Говорова, д. 29.

Подписано в печать 01.12.2011. Формат 70×100 1/16.

Бумага газетная. Печать офсетная. Объем 19 п. л.

Тираж 2000 экз. Заказ № 672.

Отпечатано с готовых диапозитивов
в ГП ПО «Псковская областная типография»
180004, г. Псков, ул. Ротная, 34

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	6	ШАГ 6	
ШАГ 1		Работаем с малыми сигналами	36
Золотые прежние времена	8	Триодный усилитель — это несложно	36
Интересна ли нам история?	8	Ближе к практике.	37
Первые, легендарные	9	Пентодный усилитель — это еще проще .	37
Цоколи-пауки	9	Пытаемся увеличить усиление	38
Золотой век радиоламп	10	Вводим отрицательную обратную связь ..	39
Последний рывок	11	Динамическая крутизна и мнимая ООС ..	40
ШАГ 2		Преобразование напряжения в ток	41
Музыка из ящика	12	Дифференциальный и синфазный сигнал	41
Лампы и звук	12	Катодный повторитель в реальности	
Не слишком ли плохи параметры?	13	и в мифах	42
Что такое динамический диапазон	13	Пентодный повторитель	
Высокая верность	14	или повторитель на пентоде?	43
«Транзисторный звук» —		Преобразование тока в напряжение	44
реальность или миф?	15	«Заземленная сетка»	44
Никаких компромиссов	16	Занимательная схемотехника	45
Last but not least	17	ШАГ 7	
ШАГ 3		Выше частота — сложнее проблемы ...	47
Ламповый триод и его свойства	18	Паразитные емкости лампы	47
Рассматриваем вольтамперные		Постоянная времени нагрузки	47
характеристики	18	Неприятность: снижение входного	
Режимы триода и рабочая точка	19	сопротивления	48
Ток сетки и утечка сетки	19	Эффекты и дефекты	49
Статические параметры лампы	20	Как возникает самовозбуждение	49
О номинальных и реальных значениях ...	20	Не пентодом единым	50
«Левые» и «правые»	21	Нейтродины	50
Анодные характеристики	22	Неполное включение	51
Анодная нагрузка	22	Каскодная схема	51
ШАГ 4		Польза дифференциального каскада	52
Сеток становится больше	23	Катодный повторитель подкладывает	
Анод и «как бы анод»	23	свинью	52
Триодная часть тетрода	23	Мои пентоды	53
Вторая сетка и токораспределение	24	ШАГ 8	
Появляется третья сетка	25	Помехи, и как с ними бороться	56
Лампы с двойным управлением	26	Проблема неконтролируемых связей	56
Лучевые тетроды	27	Зачем нужно шасси?	57
«Варимю» или «варизс»?	27	Разбитый контур сопряжения	57
ШАГ 5		Развязка правильная и неправильная	58
Режимы, и как их устанавливать	28	Дифференциальный усилитель	
А какой режим нужен?	28	снова выручил	59
Фиксированное, и не самое лучшее	29	Индуктивная (трансформаторная)	
Катодное смещение — это просто	30	межкаскадная связь	60
Минус на сетку? Нет, плюс!	30	Приведение помехи к сетке	61
Новость: анодная стабилизация	31	Лучше антенна — хуже прием?	61
А что с режимом пентода?	32	Планета Земля и просто «земля»	62
Сюрприз: принудительная стабилизация ..	33	«Земля» в УНЧ	63
Как выбирать резисторы утечки	33	ШАГ 9	
Диод в триоде	33	Предварительное аудиоусиление	64
Проблемы с трансформаторной связью ..	34	Режим класса А	64
Низкое анодное напряжение возможно? ..	34	Резистивный драйвер и проблемы	
		неискаженной передачи	64
		Строим нагрузочную прямую	65

«Клирфактор»	66	ШАГ 14	
Знакомимся с динамической характеристикой	66	Вспомним о диодах	100
Внешняя нагрузка.....	67	Амплитудный детектор	
... и перегрузка!	68	на ламповом диоде	100
Трансформаторы и дроссели в драйвере ..	69	Искажения в детекторе	100
Динамическая нагрузка и мода	70	Конденсатор вызывает искажения?	102
Смысл есть!	71	Странности входного сопротивления	102
Необычный катодный повторитель	71	Рассчитываем чувствительность	
Положительная обратная связь?	72	детектора	103
Мои триоды	74	Переходим к параллельному детектору ..	104
ШАГ 10		Сеточный детектор,	
Классика тетродных усилителей мощности	76	усллада радиолюбителя	104
Рассматриваем энергетику		Катодный детектор,	
для режима А	76	пасынок радиолюбителя	105
Нужно ли «согласование» с нагрузкой? ..	76	Анодный детектор, пережиток старины ..	106
Остаточное напряжение		Кенотронный выпрямитель	106
оконечной лампы	77	Рассчитываем уровень пульсаций	107
Рассчитываем мощность в нагрузке	78	Сглаживающие фильтры —	
Допустимые значения напряжений		П- и Г-образные	108
и токов	79	ШАГ 15	
Выходное сопротивление		О радиоприемниках:	
и демпфирование	79	избирательные системы	109
Параллельное включение ламп	80	Необходимое объяснение	109
Нужен ли «антипаразитный» резистор? ..	80	Синхронный прием —	
Катодный повторитель и реактивный ток	81	решение для профи	110
Зачем параллельный конденсатор?	81	Супергетеродинный прием	
Мои оконечные лампы	82	или прямое усиление	110
ШАГ 11		Колебательный контур —	
Проблемы триодных		знакомый незнакомец	111
оконечных каскадов	84	Полоса пропускания	112
Проблема остаточного напряжения	84	Подавление внеполосных сигналов	113
Как нам быть с триодом?	85	Связанные контуры	114
Работаем с токами сетки	85	Гауссов тракт — что это?	115
Высокое анодное напряжение	86	ШАГ 16	
Триоды с редкой сеткой	86	О радиоприемниках:	
Проблема реактивного тока	87	прием нормальный и паразитный	117
Триодные характеристики строим сами ..	88	Какие бывают каналы	
Прямой накал: элита или миф?	89	паразитного приема	117
Мои оконечные триоды	90	Зеркальный канал и борьба с ним	117
Шаг 12		Увеличивать ПЧ или добавлять контур? ..	118
Двухтактное усиление		Приемники с задиапазонной ПЧ	120
на перекрестке мнений	91	Помеха с промежуточной частотой	120
Плюсы или минусы двухтактника	91	Помехи на гармониках гетеродина	121
Режимы А, В и АВ	92	Забитие. Кросс-модуляция	122
Фазоинверторы	92	Перегрузка УПЧ	123
Сюрприз: самоинвертирующие каскады ..	94	Двойное преобразование.	
ШАГ 13		Пораженные частоты	124
Транзисторный звук		«Режекторно-интегральный формиро-	
в ламповых схемах	95	ватель частотной характеристики»	124
Чудеса отменяются	95	Мои многоэлектродные лампы	125
Сильная и слабая ООС	95	ШАГ 17	
Откуда берется мягкое и жесткое		О радиоприемниках: автоматическая	
ограничение	96	регулировка усиления	126
Необычная проблема частотных границ ..	97	Проблема № 1: регулирующий элемент ..	126
Как со всем этим быть?	98	Так для чего нужны пентоды «К»?	128
Легенды и мифы выходного		Многокаскадное регулирование	128
сопротивления	98	«Гениальные» идеи и их фиаско	128
		Новость: управление	
		токораспределением	129

Проблема № 2: петля регулирования.....	130	Ламповый УМЗЧ А3550 фирмы LUXKIT....	177
Для чего столько ламп?.....	130	Ламповые УМЗЧ	
ШАГ 18		Дьеря Плахтовича на 807	179
Ламповые усилители звуковой частоты — это просто	132	Однотактный ламповый усилитель на триодах по схеме Loftin-White	188
Самый схемотехнический журнал	132	УМЗЧ на «ТВ-строчных» лучевых тетрадах 6LW6 Сильвио Манжини в необычном ультралинейном режиме	193
Знакомьтесь: однотактный каскад	132	Тетродный/ультралинейный/триодный однотактник на 6П7С	195
Схема SE усилителя низкой частоты мощностью 3 Вт.....	133	Ламповый двухтактный УМЗЧ на PL500/504	214
Схема SE усилителя на «аудиофильской» лампе 6С33С	134	Цирклотрон Монни Найсела с катодином Вильямсона	217
Схема SE на мощном модуляторном триоде RB300-СХ.....	135	Ламповый УМЗЧ Йозефа Норвуда Стилла	219
Знакомьтесь: двухтактный каскад	136	Ламповый УМЗЧ с выходным каскадом на пентодах по малоизвестной схеме «с единичной связью» Эндре Пирета ..	221
Схема PP с двойным триодом	137	Ламповый УМЗЧ небольшой мощности Евгения Комиссарова	223
Классическая схема PP УНЧ Вильямсона ..	141	Восьмиваттный SE Дона Кэнга	225
Схема PP усилителя Avery Fisher SA-16 с фазоинверсным каскадом	142	Тридцативаттный ламповый УМЗЧ Джона Стюарта	229
Схема PP усилителя УНЧ QUAD II с самобалансирующимся фазоинвертором	142	Усилитель по схеме Лофтин-Уайт на прямонакальных триодах 2А3	234
Схема PP усилителей низкой частоты Avantic и Grommes 260A	145	Ламповый УМЗЧ на ГУ50.....	237
Схема лампового PP УНЧ на трансформаторах	145	Питание анодов ламп триодов раскачки повышенным напряжением от отводов первички выходного трансформатора ..	266
Эквивалентные схемы выходных трансформаторных каскадов	150	ШАГ 21	
Знакомьтесь:		Когда лампе понадобился помощник: лучшие конструкции гибридных усилителей	268
бестрансформаторная схема	154	Гибридный фазоинвертор	
Практическая схема SE OTL усилителей ..	154	А. Д. ван Дорна для лампового УМЗЧ... ..	268
Практическая схема PP OTL усилителей ..	155	Транзисторный биполярно-полевой УМЗЧ класса А	269
Практическая схема SE PP OTL усилителей	155	Гибридный лампово-полевой УМЗЧ	272
Практические схемы Futterman OTL усилителей	157	Гибридный лампово-полевой High-End УНЧ с разделительным трансформатором	274
Вариации на тему Futterman OTL	157	Гибридный полевой-биполярно-ламповый УМЗЧ с предельной симметрией всех каскадов	275
Практические схемы CIRCLOTRON OTL усилителей	157	Лампо-поле-биполярно-микросхемный бестрансформаторный УМЗЧ без ООС ..	275
Схема современного усилителя COVI MARK II («Чистый» OTL CIRCLOTRON) ...	163	Гибридный УМЗЧ Уим де Жегера	279
ШАГ 19		Гибридный УМЗЧ Джеффа Маколэя.....	281
Собираем свой первый ламповый усилитель	164	Гибридный УМЗЧ Сатору Кобаяши.....	283
УНЧ на комбинированных лампах типа 6ФЗП.....	164	Гибридная «полупроводниково-вакуумная» схема выпрямителя анодного напряжения мощного лампового УМЗЧ	286
Двухтактный усилитель PP 2х6 Вт	166	ПРИЛОЖЕНИЕ 1	
Усилитель для стереотелефонов	170	Минисправочник по лампам для звукового High-End	287
ШАГ 20		ПРИЛОЖЕНИЕ 2	
Применение ламп: лучшие конструкции ламповых усилителей	173	Зарубежные аналоги отечественных радиоламп звукового применения	300
Однотактный ламповый УМЗЧ на триоде 6М70 с выходной мощностью 20 Вт.....	173	ЛИТЕРАТУРА	301
Однотактный ламповый УМЗЧ на пентоде 6П45С с управлением по второй сетке и выходной мощностью 10 Вт.....	174		
Сорокаваттный ламповый УМЗЧ.....	175		
Однотактный ламповый УМЗЧ на квартете 6П45С с выходной мощностью 68 Вт.....	175		

ВВЕДЕНИЕ

Никогда не возвращайся к прошлому. Что-могло-быть-если-бы — это пустая трата времени. Следуй своей судьбе и будь ею доволен; радуйся, что ты не продавец подержанных моторов, не журналист бульварной прессы, пропитанный джином и никотином, не калека, — и не покойник.

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «Из России с любовью»

Может ли иметь в наше время успех очередное пособие по электровакуумным приборам? Похоже, что может. Ведь интерес к радиолампам и схемам на них за последние годы не только не снизился, а, пожалуй, даже возрос. И этому есть ряд причин.

Во-первых, ламповые радиоприемники, телевизоры и т. п. — уже не воспринимаются как устаревшая рухлядь: для тысяч коллекционеров (да и просто ценителей) они — овестьщенная память о славной эпохе.

Во-вторых, нельзя забывать о нынешнем увлечении — как бы к нему ни относиться — ламповой аудиотехникой.

В-третьих, живо до сих пор хобби по конструированию различных аппаратов на электронных лампах, в частности, радиоприемников.

Радиолюбители, желающие освоить технику электронных ламп, обращаются к литературе прежних лет. Но с ней не все обстоит благополучно. Хотя бы потому, что такой литературы осталось мало. Но главное — эти книги устарели морально, чаще всего мы имеем просто сборники «типовых схем», мало разъясняющие суть проблем, перед которыми стояли разработчики.

Вдобавок они содержат ошибки, привычно переходящие от одного автора к другому. Вдобавок, имеются вопросы (так сказать, «секреты разработчиков»), которые вообще выпадают из тематики традиционной литературы. Эти секреты уходят вместе со специалистами старого поколения.

Конечно, изданы даже и в последние годы книги по ламповой тематике. Они порой весьма продвинуты. Но вряд ли в них найдется то, что «имеет сказать» автор этих строк.

Явная потребность в новых пособиях по старой технике подтолкнула написать эту книгу. Точнее, подтолкнули просьбы друзей —

радиолюбителей. Но автор не имел достаточно свободного времени, чтобы создать фундаментальный труд, да вряд ли таковой нужен. Поэтому предполагается, что читатель имеет некоторые базовые представления о предмете изложения, и уж, конечно, знаком с основами электро- и радиотехники. Больше того: сведения, которые можно найти в книгах, стоящих на магазинных и ваших полках, иногда намеренно опускаются в пользу рассмотрения ранее не освещавшихся вопросов. Чтобы даже искушенный знаток нашел для себя нечто новое. Да, вас ожидает немало неожиданностей и сюрпризов!

По указанной выше причине материал написан лаконично. Здесь не стоит отыскивать шаманских рецептов, гарантирующих чудодейственные результаты; каких-нибудь советов по выбору особенно хорошо звучащих ламп (и даже резисторов). Изложены сами принципы функционирования и разработки устройств на лампах. Детально рассмотрены типичные ошибки. И, конечно, раскрыты те самые «секреты».

По возможности минимизировано число формул, оставлено самое необходимое. Автор повсюду старался растолковать, почему ламповые схемы построены именно так, как они построены, какие трудности стояли перед тогдашними инженерами, как они преодолевались, и как эти проблемы видятся сейчас.

Впрочем, эти пояснения неизменно иллюстрируются практическими расчетами или прикидками, ведь они нагляднее, чем отвлеченные формулы, не правда ли?

Жизнь сложилась так, что довелось мне иметь немало дел с ламповой аппаратурой. Хотя с полупроводниковой еще больше... Но я уважаю радиолампы, как уважают старые добротные вещи, не подверженные мимолетным прихотям моды.

Сейчас интерес к ламповой технике велик, особенно к лампам старых серий: они кажутся более «правильными», классикой, что ли. Тем, кто ощущает нехватку опыта и знаний, адресованы вставки, должныствующие помочь сориентироваться в типах старых ламп.

Читатели, знакомые с другой книгой автора*: «Искусство схемотехники. Просто о сложном», могут отметить, что отдельные места двух книг отчасти перекликаются. Это вполне естественно.

Осталось добавить, что за перевод с английского текстов эпиграфов ответственен только автор этих строк — почитатель книг Флеминга о Джеймсе Бонде (и самого их героя).

* Гаврилов С. Искусство схемотехники. Просто о сложном. — СПб.: Наука и Техника. — 2011. — 352 с.

ЗОЛОТЫЕ ПРЕЖНИЕ ВРЕМЕНА

Это был, возможно, великолепнейший поезд в мире. Его приводил в движение один из старых локомотивов класса «Highland Light», примерно 1870 года — как слышал Бонд, самый красивый паровоз из когда-либо построенных.

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «БРИЛЛИАНТЫ ВЕЧНЫ»

Интересна ли нам история?

Об этапах становления производства электронных ламп написано немало, и короткий исторический обзор, представленный ниже, вовсе не претендует на новизну. Просто хочется еще раз с удовольствием проследить славные вехи, принадлежащие, в сущности, мировой культуре XX века.

Не слишком ли громко сказано? Думается, что нет. Мы же согласимся, например, что к музыкальной культуре могут быть по праву отнесены не только сами произведения, но и инструмент — скрипки талантливых мастеров.

Сейчас уже трудно как следует осознать, что миллионы людей в прошлом веке связывали восхитительную возможность слышать весь мир — с теплыми огоньками внутри стеклянных колб.

В те времена радио — это низкое гудение включенного трансформатора, набирающие накал баллоны радиоламп, таинственный рокот эфира, зарождающийся в изошренных внутренностях.

Это бессонная переключка судовых радистов с береговыми станциями, писк навигационных передатчиков, завывания потревоженной беспокойным солнцем атмосферы, скорая морзянка радиолюбителя, сидящего в своем бунгало на берегу тропического залива, глуховатый джаз из провинциального американского городка.

Смоляной запах дымящейся канифоли, ртутные слезки припоя, блестящие лаком кембриковые трубки...

Волнующие вопросы о том, на скольких радиолампах собран аппарат, чем заменить редкую лампу — были достоянием не узкого круга радиоспециалистов, а буквально каждого. Нынешние, действительно

намного более функциональные, черные «мыльницы», не несущие явно видимого отпечатка живого труда и человеческого ума, вряд ли можно представить в подобной роли властителя душ.

А такие шедевры творческой мысли и виртуозного исполнения, как, например, германский радиоприемник «Кёльн» (фото рис. 1.1) — вполне достойны сохраняться для будущих поколений наравне со скрипками Страдивари. Я не шучу.

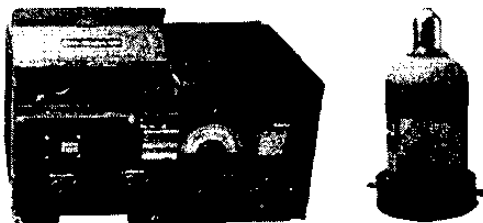


Рис. 1.1. КВ приемник E 52b-3 «Кёльн» — с сайта Радиомузея РКК (www.rkk-museum.ru).
Справа — радиолампа RV12P2000 из этого приемника

Первые, легендарные

В качестве первых массово выпускаемых радиоламп следует упомянуть европейские лампы 20-х годов прошлого века серий RE, RES, RENS. В СССР выпускались десятью годами позже их аналоги. Например, тетрод СБ-147 из популярного тогда приемника ЭКЛ-5 — это (изображенный на фото рис. 1.2) RES094 фирмы Telefunken.

Лампы эти были еще несовершенными: громоздкими, неэкономичными, с нелепыми на нынешний взгляд цоколями и клеммами, а их параметры — невысокими. В настоящее время они представляют только коллекционную ценность.

Впрочем, некоторые типы этих ламп до сих пор ценятся аудиофилами и числятся в «легендарных».



Рис. 1.2. Тетрод RES094 в стеклянном металлизированном баллоне

Цоколи-пауки

В середине 30-х годов появились европейские лампы нового поколения — «красная серия». Впервые начала претворяться в жизнь идея «гармонических» серий: были разработаны наборы взаимосогласованных (как считалось) типов ламп — целевым образом для построения определенных классов массовых радиоприемников.

Это были лампы с необычным, так наз. бесштырьковым цоколем (с боковыми ламелями). Такие цоколи еще назывались «пауками» (рис. 1.3). Но выпускались они также и с американским «октальным» цоколем, и с другими цоколями.



Рис. 1.3. Частото-преобразовательная лампа — октод ЕКЗ «красной серии»

Особенностями нового этапа являлась уже чрезвычайно широкая номенклатура ламп, а также появление комбинированных ламп. Например: АСН1 — гексод с триодом. Электрические параметры к этому времени заметно повысились.

Трофейные радиоприемники с лампами «красной серии» в немалом количестве привозились из Германии после войны. Лампы для них пользовались большим спросом, сейчас они редки.

Золотой век радиоламп

Годы накануне войны принято ностальгически считать «золотым веком» развития техники электронных ламп, да и вообще радио. В Европе были созданы лампы следующего поколения — «стальная серия». Продолжая линию «гармонических» серий, новые лампы имели значительно более высокие электрические параметры и экономичные катоды. Отметим еще одну важную веху: электронное машиностроение впервые освоило монтаж ламп на плоской ножке вместо прежней — гребешковой. Это повысило технологичность и позволило значительно снизить индуктивности выводов, а значит, расширить частотный диапазон приборов.

Лампы стальной серии оформлялись в приземистом железном баллоне — см. рис. 1.4 слева (отсюда и название), электродная система лежала горизонтально. Они имели странного вида цоколь с короткими штырьками. Впрочем, отдельные типы мощных ламп помещались и в стеклянный баллон.

Но лампы этой серии выпускались и с другими цоколями, в особенности интересны лампы с «локмальным» цоколем — восьмиштырьковым, на плоской цельностеклянной ножке, с замком на ключе (среднее фото). Локтальные лампы имелись и у нас, например, 12Ж1Л, аналог знаменитой германской RV12P2000 (имевшей, впрочем, совсем другую конструкцию — см. рис. 1.1).

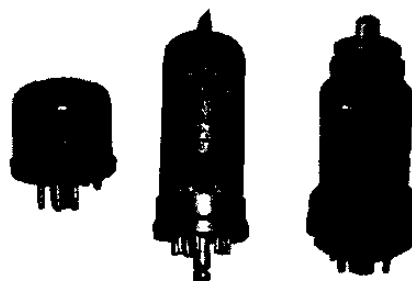


Рис. 1.4. Слева направо: лампа «стальной» серии; лампа с цоколем «локмаль»; октальная металлическая лампа с верхним выводом сетки

Отечественная ламповая промышленность предвоенных лет взяла, однако, курс на США. В те годы у нас было начат пробный выпуск (по лицензии) американских «октальных» ламп в металлических баллонах с восьмиштырьковым цоколем, оснащенным ключом — рис. 1.4 справа. Технически эти лампы были хуже европейских, но проще в производстве.

Октальные лампы, металлические и стеклянные, господствовавшие в отечественной технике не менее двадцати лет, знакомы каждому, их можно встретить и сейчас.

Последний рывок

Послевоенное развитие электронных ламп во всем мире определялось потребностями освоения диапазонов ультракоротких волн, вызванными к жизни развитием радиолокации, телевидения, связи и вещания на частотах десятки и сотни мегагерц. Именно с этими увлекательными делами и было связано начало выпуска ламп, известных как «пальчиковые» (рис. 1.5) с цоколями «гепталь» и «новаль» — соответственно на семь и девять штырьков. Конструкции на плоской ножке теперь стали обычными для ламп любых размеров. Были освоены рамочные сетки и прочие новшества.

Справедливости ради надо отметить, что прототипы таких ламп были созданы тоже в Германии — для средств связи вермахта.

В 60-70 г. появилось множество типов ламп нового поколения, имеющих фантастические по прежним меркам параметры и сверхэкономичные катоды — специально для работы в высокочастотных диапазонах, в каскадах широкополосного усиления и в импульсном режиме.

Многим знакомы сверхминиатюрные лампы с гибкими выводами. В основном они находили применение в ракетной и авиационной бортовой аппаратуре. Модели прямого накала использовались в носимой связной технике.

Последним рывком техники радиоламп можно считать производство «нувисторов» — ламп, созданных как конкурент полупроводников, превосходящий последние в отношении стойкости к облучению потоком нейтронов. Думается, комментарии в этой связи не нужны.



Рис. 1.5.
Пальчиковый
двойной триод
«новаль»

МУЗЫКА ИЗ ЯЩИКА

— Прошу извинить, мистер Лейтер, — сказала она, — боюсь, что мы не сможем разрешить здесь музыки. Я не могу допустить, чтобы гостей беспокоили во всякое время. Они удивленно посмотрели на нее.

— Извините, миссис Стьювант, — сказал Лейтер, — я, не совсем понимаю...

— Эта огромная радиола, которую вы велели доставить сюда. Работники едва протиснули ящик сквозь дверь.

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «Живи — пусть умирают другие»

Лампы и звук

Возрождение интереса к радиолампам — «ламповый ренессанс» последних лет — неотделим от новых подходов к сфере разработки высококачественной аудиотехники. И эту тему нам обойти никак не удастся.

Домашний радиоприемник явился первым источником электрически воспроизведенной музыки (вторым было звуковое кино). Создателями стандартов де-факто на бытовые радиоприемники на два десятка лет вперед считают европейские фирмы Telefunken и Philips. К середине 30-х годов полностью сложился облик такого радиоприемника — в отношении типовых схемных решений, конструкции, дизайна и требований к параметрам.

Для массовой аудитории музыка сделалась неразрывной с лакированным деревянным ящиком. Ловить на коротких волнах зимними ночами, когда стрелка мягко движется по тепло светящейся шкале, а радиодиапазоны, кажется, ломятся от заграничных передач... К этому развлечению советская власть относилась столь же терпимо, как и к нашей русской пьянке. Искали музыку: рок-н-ролл, твист. Некоторые могли часами слушать британский аэродромный радиомаяк со склеенной в кольцо лентой бесконечно повторяющейся песенки: «Kiss me, Honey, Honey, kiss me», знаменитым хитом Ширли Бейсси.

Впрочем, долгое время показатели качества звуковоспроизведения у массовых бытовых приемников были невысокими, по нынешним временам — просто смешными. Типичные их значения: коэффициент нелинейных искажений — до 7—10 %, диапазон воспроизводимых частот — от 100 Гц до 5—7 кГц, выходная мощность — 1—2 Вт.

Кто-то может, кстати, возразить: выходная мощность — это не качественный, а скорее количественный показатель, уровень громкости, так сказать; для чего он сюда попал? Это мнение неверно, как будет ясно из дальнейшего.

Не слишком ли плохи параметры?

А пока мы попытаемся разобраться, почему такими низкими были требования к аппаратуре. Разумеется, сама по себе ламповая техника не несла каких-либо принципиальных ограничений на качество звуковоспроизведения.

Дело было в ином. До начала 50-х годов практически отсутствовали высококачественные источники звуковых сигналов. Точнее, таковыми могли считаться, пожалуй, только микрофон и звуковая дорожка фильма (по этой причине озвучивание кинотеатров и выполнялось совершенно на другом уровне).

В самом деле: прием программ с амплитудной модуляцией не мог обеспечить высокого качества звучания. Полоса модулирующих частот при радиовещании с АМ не превышает 4—5 кГц, амплитудный детектор на диоде создает нелинейные искажения, достигающие нескольких процентов. Еще худший звук давали электромагнитные звуко сниматели совместно с хрипящими шеллачными грампластинками.

В таких условиях не было смысла удорожать технику с целью повышения качества звуковых трактов. Да никто бы и не заметил улучшения.

Вспомним еще кое-что. И эфир, и грампластинки сопровождали полезный сигнал шумами и помехами, что делало бессмысленным наращивание выходной мощности бытовых низкочастотных усилителей. Для тех, кто по-прежнему не понимает, причем тут мощность — последует небольшое отступление.

Что такое динамический диапазон

В старых радиолюбительских книгах можно прочесть рекомендации, наподобие следующей: *для озвучивания даже большой комнаты*

вполне достаточно выходной мощности радиоприемника 2—3 ватта. Но нынешние домашние аудиосистемы выпускаются на мощность минимум десятки ватт; разве мы стали хуже слышать? Попробуем разобраться.

Любой источник звука обладает важной характеристикой: динамическим диапазоном. Это соотношение между уровнем наиболее громких и самых тихих звуков. Собственно, этот диапазон можно считать даже бесконечным, ведь самый тихий звук — это моменты полной тишины.

Однако динамический диапазон звука, пропущенного через радиоаппарат, уже принципиально ограничен: даже в «режиме молчания» — на выходе неизбежно присутствуют различного рода помехи. Полезные звуки, лежащие ниже уровня помех, не будут воспроизведены. Если мы соотнесем максимальный уровень громкости, который может быть обеспечен данным аппаратом, с уровнем помех, то получим динамический диапазон звукового тракта.

Разумеется, просто нет смысла устанавливать громкость на таком уровне, чтобы были явственно слышны шумы, помехи, фон: они будут раздражать слушателя. Поэтому узкий динамический диапазон системы влечет за собой снижение требований к ее выходной мощности.

Наоборот, при высококачественном воспроизведении звука, когда уровень помех невелик, есть смысл увеличивать среднюю громкость. Иначе самые тихие звуки будут потеряны, звуковая картина обеднена. А для неискаженного воспроизведения на пиках громкости понадобится, соответственно, более высокая выходная мощность.

Высокая верность

Триумфальное шествие в послевоенные годы пришедшей к нам из Америки концепции Hi-Fi (и аппаратуры данного класса) было связано с рядом факторов: технических, социальных, психологических, экономических.

Технические предпосылки очевидны: появление высококачественных источников сигналов потребовало, естественно, и аудиооборудования должного уровня. Речь идет о новых, так называемых виниловых (или долгоиграющих) грампластинках, системах магнитной записи, а также о радиоприеме в УКВ диапазоне с частотной модуляцией. Эти источники аудиосигнала отличаются значительно более

широким диапазоном частот, меньшим уровнем нелинейных искажений, низкими шумами.

Типичными значениями показателей качества аппаратуры лампового этапа Hi-Fi (конец 50-х - начало 60-х годов) уже можно считать: коэффициент нелинейных искажений — не более 2—3 %, диапазон воспроизводимых частот — по меньшей мере, от 60 Гц до 10—12 кГц, выходная мощность — 4—8 Вт. А международный стандарт DIN 45000 предъявляет даже несколько более высокие требования.

В качестве социальных и психологических причин успеха новшества нельзя не упомянуть общую перестройку жизни на мирный лад, усталость от войны и политики, ориентацию в большей мере на развлечения. Это хорошо поняли производители. Вместо прежнего лозунга: «сидя дома, ты сможешь слушать весь мир», в массы был вброшен новый: «сидя дома, ты почувствуешь себя как в концертном зале».

Концепция высокой верности воспроизведения (High Fidelity, сокращенно Hi-Fi) была подкреплена и еще одним: сформировавшейся у широкого потребителя готовностью тратить на электронную аппаратуру заметно больше денег, чем ранее.

Технической базой первоначальной, ламповой аппаратуры Hi-Fi явились схемные решения, может и не бывшие абсолютно новыми, но ранее нечасто применявшиеся в массовых бытовых устройствах. В их ряду следует упомянуть: двухтактные оконечные каскады, оконечные тетроды, включенные по ультралинейной схеме, отрицательные обратные связи.

Эти решения вели, конечно, к усложнению и удорожанию оборудования. Но эпоха успеха примитивных, предельно дешевых аппаратов уже кончалась.

«Транзисторный звук» — реальность или миф?

Попытаемся разобраться, чем вызвано нынешнее возобновление интереса к ламповой аудиотехнике.

Первой и, возможно, главной причиной являются отзвуки давних баталий вокруг «транзисторного» и «лампового» звука.

Транзисторные Hi-Fi усилители, распространившиеся в 60-70 г., строились на принципах так наз. операционных усилителей, и имели по всем объективным показателям огромные преимущества перед ламповыми. Они обеспечивали небывало широкий диапазон пере-

даваемых частот, имели фантастически низкий уровень нелинейных искажений, крайне малое выходное сопротивление, выдавали большие мощности, обладали несопоставимо более высоким КПД, небольшой массой и размерами, малым тепловыделением — лампы проигрывали им по всему фронту.

Кроме одного. Субъективно эти транзисторные усилители звучали неважно.

Слушатели, покоренные небывалой чистотой звучания полупроводниковых систем, тем не менее, отмечали и негативные моменты. Можно было встретить примерно такие суждения.

«Звучание лампового аппарата кажется мягким, бархатным, транзисторного — резким, раздражающим».

«Звук лампового приемника льется свободно, транзисторного — как бы прорывается через преграду».

«Ламповый аппарат хочется слушать и слушать, транзисторный — быстро утомляет».

Дело было, конечно, не в каком-то особом «звучании» транзисторов самих по себе. Причины указанного явления выяснены, они кроются в специфике работы схем с глубокими отрицательными обратными связями (а без таких связей полупроводниковые усилители приемлемо работать не могут, таковы уж особенности характеристик транзисторов). Кстати, по этой причине возможно «транзисторное» звучание и чисто ламповых схем (далее об этом будет немало).

Ясны и меры борьбы с «транзисторным звуком», в современных полупроводниковых схемах он совершенно не ощутим.

Тем не менее, многие аудиофилы уверены, что негативные особенности звучания до конца устранить невозможно, и искушенное ухо отдает неоспоримое преимущество звуку ламповых усилителей, не имеющих обратных связей (по крайней мере, глубоких). Автор решительно не готов выступать в этом вопросе экспертом.

Никаких компромиссов

Нынешний модный ламповый «Hi-End» — это кажущийся возврат к прежней технике, но на другом уровне, под лозунгом «никаких компромиссов»: все подчинено только качеству звука. В техническом отношении он выливается зачастую в «возвращение к истокам», отрицание Hi-Fi (никаких обратных связей, никаких двухтактников, непременно триоды...)

Но ведь решения Hi-Fi класса в свое время и так уже достигли, пожалуй, потолка возможных параметров? Дело в том, что сменилась сама парадигма: важны не объективные показатели, замеренные приборами (они-то как раз обычно невысоки), а субъективные ощущения аудиофила. Сюда добавляется приятное осознание обладания дорогой эксклюзивной вещью.

Опять настаиваю, что, не будучи изощренным ценителем, категорически уклоняюсь от личных мнений по этому вопросу.

Last but not least

Есть и иные, даже более убедительные, причины «лампового ренессанса». Ламповый аппарат не только звучит, но еще и согревает душу. Теплое свечение ламп чем-то сродни огоньку домашнего очага, а статус несомненного раритета добавляет удовольствия процессу несуетливого прослушивания. Это такой же объективный эстетический феномен, как и впечатление какого-то особенного наслаждения от звучания старых музыкальных инструментов. Для многих — с лампами связывается ностальгия по «доброму старому времени», и уж конечно здесь нет ничего предосудительного. К тому же признаем, что ведь и сами радиолампы, особенно стеклянные, изумительно красивы.

Иные из домашних умельцев считают ламповую технику более подходящей для самостоятельного конструирования. Транзисторные аппараты, особенно сложные, все же предполагают владение технологией печатных плат, а она не всем доступна.

И еще одно. При кустарном исполнении аппарата, претендующего на современность, как ни старайся с внешним оформлением, никак не уйти от впечатления самопальной поделки. В то время как сами лампы, располагаемые, по нынешней моде, снаружи блока, являются настолько мощной эстетической доминантой, что и некоторые дизайнерские огрехи будут казаться лишь своеобразным «индустриальным» (а может, ретро) стилем.

Бесполезно домашними средствами состязаться с индустрией великого Китая. Да это и не нужно. Самодельные аппараты имеют право на жизнь ради того, что называется *lifestyle*. Джентльмен не потерпит на своем столе дешевой китайской штамповки; он ценит уникальное, штучное изделие, с налетом старины. Обладатель подобной вещи демонстрирует окружающим, что не вчера родился, и не завтра будет сметен очередной скороспелой модой.

ЛАМПОВЫЙ ТРИОД И ЕГО СВОЙСТВА

— Вы могли бы иметь запасной стул для посетителей, — сказал Бонд с улыбкой, которую она определила как дерзкую, — и что-нибудь получше для чтения, чем справочники.

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «ПРОЕКТ «МУНРЭКЕР»

Рассматриваем вольтамперные характеристики

Так называемые анодно-сеточные характеристики лампы хорошо иллюстрируют существо ее работы: зависимость анодного тока I_A от напряжения на управляющей сетке U_C (точнее, от напряжения между этой сеткой и катодом). Хотелось бы избежать повторения физических основ, напоминаний, что анодный ток образован потоком свободных электронов, испускаемых катодом за счет термоэлектронной эмиссии и т. д. — читателю все это, разумеется, известно.

Между прочим, когда иное не оговорено, потенциал катода будем принимать условно за нулевой.

Рис. 3.1 дает пример анодно-сеточных характеристик триода — для лампы 6НЗП. Мы усматриваем здесь не одну, а целое семейство характеристик — для различных анодных напряжений U_A . Важная особенность триода состоит в том, что потенциал не только сетки, но и анода

в большей или меньшей степени влияет на ток лампы: при увеличении U_A характеристика смещается «влево». В зависимости от анодного напряжения изменяется напряжение запирания (напряжение на сетке, при котором ток анода спадает практически до нуля). Оно определяет так наз. **раствор характеристик** (интервал U_C от нуля до запира-ния), внутри которого обычно и должен

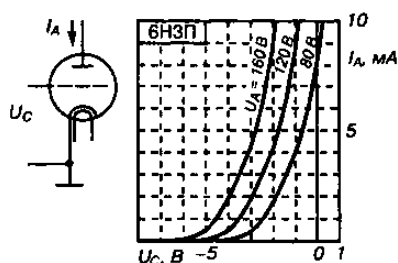


Рис. 3.1. Триод и его анодно-сеточные характеристики: при увеличении анодного напряжения характеристика сдвигается влево

уместиться размах колебаний полезного входного сигнала — как говорят, от пика до пика.

Приведенные здесь характеристики называют **статическими**: в отличие от **динамических**, они действительны при фиксированном потенциале анода.

Теория говорит о том, что (для идеализированного триода, конечно) анодно-сеточная характеристика выражается полиномом степени $3/2$. Если так, то она заметно более «линейна», чем соответствующие характеристики транзисторов: биполярного (экспонента) и полевого (парабола степени 2).

Впрочем, профессионалы, как правило, используют в работе не анодно-сеточные, а анодные характеристики.

Режимы триода и рабочая точка

Режим работы триода характеризуется совокупностью тока анода и напряжений на электродах (аноде и сетке) при отсутствии сигнала. Из характеристик понятно, что если любые две из этих величин известны, то третья легко находится.

Конкретный режим, отображаемый на характеристиках лампы, называется также **рабочей точкой**. Выбор рабочей точки — важнейший этап разработки ламповой схемы.

Ток сетки и утечка сетки

Уместно отметить, что, рассматривая кривые для тока анода, мы не упоминали про ток сетки. Это естественно, ведь при отрицательных потенциалах на сетке (наиболее частый случай) ее ток практически равен нулю.

По этой причине напряжение, требуемое для установления заданного режима, нередко подают на сетку через омическое сопротивление весьма большой величины, достигающее мегом, тем не менее, практически не влияющее на величину потенциала. Такое сопротивление называют **сопротивлением утечки сетки**.

Как правило, положительных напряжений на управляющей сетке избегают, поскольку эти режимы связаны с появлением нежелательного сеточного тока. Впрочем, это не значит, что работа с токами сетки вообще недопустима. Данная тема будет освещена в свое время.

Статические параметры лампы

Для выбранной рабочей точки определены статические параметры триода:

- крутизна характеристики $S = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_C}$;
- статический коэффициент усиления $\mu = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_C}$;
- внутреннее сопротивление $R_i = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A}$.

Очевидно соотношение: $SR_i = \mu$.

Здесь Δ — символ малого приращения величины напряжения или тока. В учебниках параметры лампы вводятся как производные, но не каждый радиолюбитель владеет высшей математикой. Кстати, замер параметров реальных ламп именно и осуществляется путем их испытаний малыми приращениями.

Значения параметров в заданной точке можно определить из характеристик лампы графическим построением, о чем можно прочесть в любой книжке. Но лучше этим не заниматься: ошибка построения такова, что результат будет самообманом. Правильнее обратиться к справочным данным... но с ними не все так просто.

О номинальных и реальных значениях

В справочниках мы привыкли находить значения параметров, которые дает изготовитель. Например, для лампы 6Н2П читаем: $S = 2,1 \pm 0,5 \text{ mA/V}$. Кажется, все понятно? Возможно, не совсем: ведь приведенное значение крутизны действительно для одного конкретного режима — того, при котором оно контролируется при выпуске с завода. В данном случае (снова заглядываем в справочник) — при $U_C = -1,5 \text{ В}$ и $U_A = 250 \text{ В}$.

Это так наз. **номинальное значение параметра, действительное для номинального режима**.

Для различных типов ламп номинальный режим задан по-разному. Бывает — через определенное напряжение на сетке, как выше. В других случаях этот режим обеспечивается включением в катодную цепь резистора автоматического смещения заданной величины. Например, для 6Ж53П при $R_K = 68 \text{ Ом}$.

Чаще всего режим лампы в реальной схеме отличается от номинального, а значит, статические параметры уже будут другими. Какими? Вероятно, ничего не остается, как обратиться к кривым характеристик лампы. Правда, они не всегда наличествуют, а достоверность имеющихся может вызывать сомнения...

На самом деле можно оценить значения параметров для фактического режима, исходя из их номинальных значений, учитывая следующее.

Первое. Приблизительно можно считать, что в режиме с током анода, равным номинальному (но, возможно, с другим сочетанием потенциалов анода и сетки), крутизна триода будет соответствовать номинальной.

Второе. Можно принять с некоторой степенью точности, что крутизна пропорциональна кубическому корню тока анода: к примеру, при токе, в 8 раз меньше номинального, следует ожидать значения S вдвое ниже паспортного. Конечно, не для всех реальных ламп это справедливо — нам еще придется узнать о лампах «варимю».

Третье. Статический коэффициент усиления μ (не путать с фактическим коэффициентом усиления) от режима лампы по сути дела не зависит, а определяется конструкцией электродов. Между прочим, эта особенность оказывается очень ценной, как мы увидим далее!

«Левые» и «правые»

Найдите в справочнике и сравните между собой анодно-сеточные характеристики триодов 6Н7С и 6Н8С: вы увидите очевидную разницу.

У первого ток анода, даже при отсутствии отрицательного смещения на сетке, невелик: чтобы получить $I_A = 10$ мА, потребуется задать анодное напряжение свыше 200 вольт. Анодно-сеточная характеристика лампы как бы прижата вправо, это так наз. «правая» лампа.

В отличие от нее, лампу 6Н8С можно считать «левой»: тот же ток $I_A = 10$ мА легко достигается здесь при анодном напряжении меньше 200 В даже при смещении на сетке минус 4 В.

Разница характеристик объяснима: статические коэффициенты усиления 6Н7С и 6Н8С сильно различаются, составляя, соответственно, 35 и 20.

Каков же смысл в мощном триоде (а 6Н7С — мощный триод!), так анода которого при реальном смещении составляет всего несколько миллиампер? В свое время мы это узнаем.

Анодные характеристики

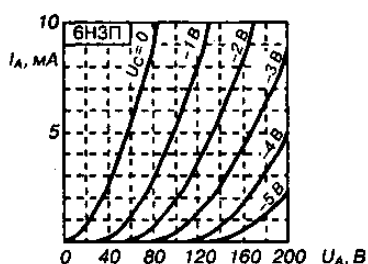


Рис. 3.2. Анодные характеристики триода, соответствующие рис. 3.1

Именно этими характеристиками, как было сказано, пользуются специалисты: они удобнее для анализа. На рис. 3.2 дано семейство анодных характеристик знакомого нам триода 6Н3П: зависимостей I_A от U_A при разных значениях U_C .

Графики построены по анодно-сеточным характеристикам рис. 3.1, и полностью им соответствуют.

Анодная нагрузка

В реальных схемах в цепь анода включают нагрузку, чтобы получить на ней выходное напряжение (усилитель напряжения), либо чтобы обеспечить заданную мощность в нагрузке (усилитель мощности). Если сопротивление нагрузки является активным (омическим), то колебания напряжения на аноде будут в противофазе с таковыми на сетке.

В схемах резонансного усиления анодной нагрузкой служит колебательная система. На частоте резонанса ее эквивалентное сопротивление тоже активно — это так наз. резонансное сопротивление.

СЕТОК СТАНОВИТСЯ БОЛЬШЕ

— Не всовывай, а ввинчивай, — сказал М. нетерпеливо.

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «БРИЛЛИАНТЫ ВЕЧНЫ»

Анод и «как бы анод»

Изобретение лампового тетрода, а вслед за тем и пентода, было вызвано рядом особенностей триодов, которые в те годы осознавались как очевидные недостатки.

Первое. Наличие заметной электрической емкости между сеткой и анодом затрудняет использование лампы для усиления высоких частот.

Второе. Особенности анодных характеристик триода препятствуют получению больших мощностей (высокого КПД) в каскадах оконечного усиления. Пока достаточно пояснить, что суть проблемы — в катастрофическом спаде анодного тока при уменьшении потенциала на аноде, что отлично видно по анодным характеристикам. Усилительный каскад с триодом не способен отдать значительный ток в момент минимума анодного напряжения. А ведь как раз в этот момент ток обязан быть наибольшим!

Генеральная идея тетрода — в разделении функций анодов. В нем отделены: «анод», отвечающий за обеспечение режима (его роль как раз и играет вторая, экранная сетка с постоянным положительным потенциалом U_{C2} — см. рис. 4.1), от анода, принимающего полезный ток (это собственно анод).

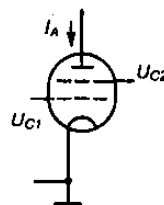


Рис. 4.1.
Схематическое изображение тетрода: введена вторая сетка

Триодная часть тетрода

Для так наз. «триодной части тетрода» (катод — управляющая сетка — экранная сетка) всегда обеспечивается режим работы с фиксированным «анодным» потенциалом. Поэтому нежелательный

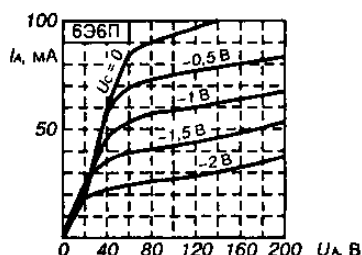


Рис. 4.2. Анодные характеристики тетрода (сравните с триодными: при низких анодных напряжениях ток значительно выше)

эффект спада анодного тока с уменьшением потенциала на аноде (настоящем аноде!) проявляется в значительно меньшей мере, ведь теперь анод не входит в триодную систему. Это видно из анодных характеристик тетрода (рис. 4.2), ничуть не напоминающих триодные.

Таким образом, с тетродом можно добиться значительно большей максимальной амплитуды полезного сигнала на аноде: как говорят, повысить использование анодного напряжения. Другое преимущество тетрода: экранирующее

действие второй сетки значительно снижает паразитную, так называемую проходную емкость между входом и выходом (т. е. анодом и первой сеткой).

Нужно отметить и значительное увеличение параметра μ , это позволяет получать большее усиление от каскада.

Если рассмотреть анодно-сеточные характеристики тетрода (и пентода), то окажется, что они по сути дела совпадают с таковыми для триода. Разница в том, что их семейство характеризуется теперь набором напряжений экранной сетки, а не анода.

Вторая сетка и токораспределение

Как было сказано, экранная сетка призвана своим полем создать местный эквивалент анода, отнюдь не препятствуя прохождению электронов на настоящий анод. На самом деле, конечно, часть электронов оседает на витках этой сетки, создавая ток I_{C2} . Разделение общего электронного потока (тока катода) на составляющие анода и второй сетки называют токораспределением.

Как правило, ток экранной сетки в несколько раз меньше анодного. При конструировании ламп его стараются уменьшить (а об исключениях мы вскоре узнаем). Например, для лампы 6ПЗС в номинальном режиме: $I_A = 72 \text{ мА}$, $I_{C2} < 8 \text{ мА}$.

Впрочем, известны хитроумные схемы, применявшиеся даже в профессиональной аппаратуре, когда экранирующую сетку принуждают выполнять функцию действительного анода, включая в ее цепь нагрузку. На фрагменте схемы радиоприемника «Родина» (рис. 4.3)

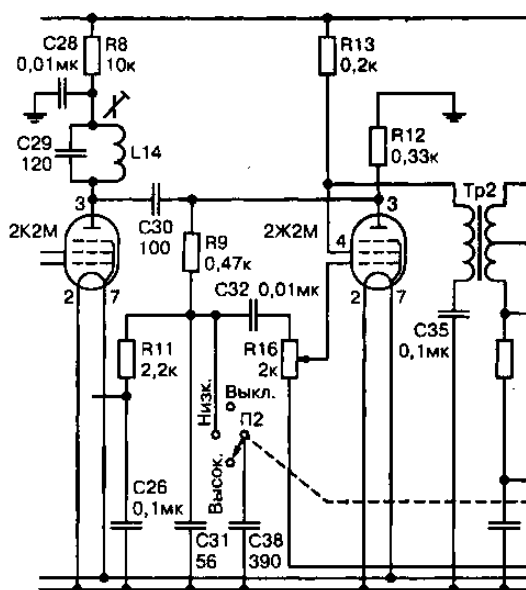


Рис. 4.3. Резистор экранной сетки R13 служит «анодной» нагрузкой предварительного УНЧ

видно, как в качестве анода предоконечного каскада используется вторая сетка лампы 2Ж2М. Это потребовалось, чтобы освободить собственно анод пентода для выполнения функции детектирования.

Появляется третья сетка

Мы отмечали в качестве достоинства тетрода его малую чувствительность к снижению анодного потенциала: на «триодную часть» тетрода анодное напряжение почти не влияет.

На деле ситуация может оказаться не столь отрадной. Выбивание из анода вторичных электронов (известное как **динатронный эффект**) и оседание их на второй сетке способно изменять нормальное токораспределение, в результате чего характеристики в области низких анодных напряжений будут иметь причудливый вид, совсем не такой, как на рис. 4.2.

Введение третьей (защитной, антидинатронной, пентодной) сетки (рис. 4.4) создает для вторичных электронов тормозящее поле, что устраняет описанные нежелательные явления. Третья сетка, впрочем, дает пентоду еще ряд преимуществ.

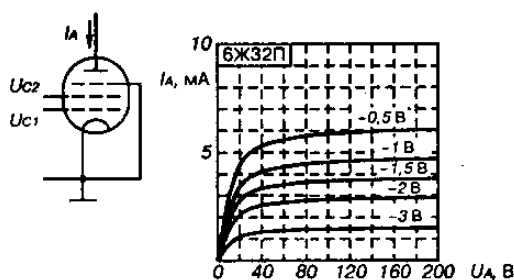


Рис. 4.4. Схематическое обозначение и анодные характеристики типичного пентода

Первое. Дополнительное экранирование в еще большей мере снижает проходную емкость.

Второе. Оно же еще увеличивает внутреннее сопротивление лампы (у пентодов доходит до 1—2 МОм, что отлично видно по рис. 4.4).

Это бывает немаловажно для согласования с высокоизбирательными резонансными системами, а также позволяет в принципе получить от одиночного каскада большее усиление.

Третье. Защитная сетка является добавочным управляющим электродом и открывает возможности для создания электронных приборов с двойным управлением, например, в функции преобразователей частоты, селекторов импульсов и т. п. На этом есть смысл ненадолго остановиться.

Лампы с двойным управлением

Изменение напряжения на защитной сетке неспособно заметно повлиять на катодный ток. Однако оно влияет на токораспределение: рост отрицательного потенциала третьей сетки U_{c3} уменьшает ток анода — в той мере, в какой увеличивается ток экранной сетки.

Получается, что колебания токов анода и второй сетки, вызванные сигналом, поданным на третью, будут в противофазе между собой. Если включить нагрузку в цепь экранной сетки, обратная связь с нее на защитную сетку окажется положительной. Это интересно для построения автогенераторов (так наз. транзитронные и фантастронные генераторы).

Влияние U_{c3} на анодный ток характеризуется крутизной по третьей сетке S_{c3} . В лампах, предназначенных специально для двойного управления (6Ж2П, 6Ж10П), приняты конструктивные меры по увеличению этого параметра. Эффективность управления токораспределением будет выше, если ток второй сетки вообще достаточно велик (хотя в обычных случаях его стараются уменьшить).

Точно на том же принципе двойного управления работают многосеточные частотопреобразовательные лампы: гексоды, гептоды, октоды.

Лучевые тетроды

Для применения в каскадах усиления мощности (где и ожидался эффект от пентодов) чрезвычайно высокое внутреннее сопротивление последних не всегда полезно, в первую очередь, это относится к низкочастотным усилителям. Поэтому были придуманы способы подавления последствий динаatronного эффекта без введения добавочной сетки. Все они, по существу, основаны на принципе образования перед анодом пространственного заряда. Он и призван создавать тормозящее поле для вторичных электронов. Тетроды, сконструированные на таких идеях, принято называть *лучевыми*.

Сравним две очень похожие лампы по их внутреннему сопротивлению:

- пентод 6П15П: $R_i = 100 \text{ кОм}$;
- лучевой тетрод 6П14П: $R_i = 30 \text{ кОм}$.

«Варимю» или «вариэс»?

Известны пентоды, предназначенные для регулирования усиления (6К3, 6К4П и им подобные), имеющие анодно-сеточную характеристику, приближающуюся к экспоненциальной. Их нередко называют пентодами «с удлиненной характеристикой». В иностранной литературе такие лампы именовались «варимю». Название, кажется, неподходящее: ведь здесь требуется регулировка вовсе не величины μ , а крутизны характеристики S .

Тем не менее, название не случайно, оно отражает конструкцию подобных ламп, а именно — переменный шаг навивки управляющей сетки. Лампа «варимю» образуется как бы параллельным соединением ряда ламп с разными значениями μ , этот параметр зависит именно от густоты управляющей сетки.

На рис. 4.5 показано, как суммируются характеристики двух ламп с разными значениями статического коэффициента усиления (а значит, с разной величиной раствора характеристики при одинаковом режиме). Такое суммирование как раз и приводит к эффекту переменной крутизны.

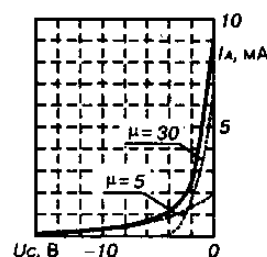


Рис. 4.5. Суммирование характеристик отдельных триодов с разными значениями μ дает эффект «удлиненной характеристики»

РЕЖИМЫ, И КАК ИХ УСТАНОВЛИВАТЬ

— Эти проклятые япошки делают все наоборот. Неправильно читают старые инструкции, вероятно? Выключатели у них зажигают свет вверх, а не вниз. Краны открываются влево. Дверные ручки — то же самое.

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «ЖИВЕШЬ ТОЛЬКО ДВАЖДЫ»

А какой режим нужен?

Задать требуемый электрический режим лампы вроде бы несложно, в старой литературе пишут просто о «подаче смещения», отрицательного, разумеется. Как это ни странно, мы в большинстве случаев будем подавать на управляющую сетку «плюс»...

Но сперва важно понять, в каком случае и что именно следует задавать в качестве рабочей точки. Также не стоит упускать из виду, что различные экземпляры ламп одного типа имеют различающиеся характеристики; их свойства дрейфуют и в процессе эксплуатации. Разумеется, вариант подстройки режима при смене лампы допустим лишь в исключительных случаях.

Чаще всего точное соблюдение параметров режима, в самом деле, не столь важно, и допустимы большие отклонения. Особенно это касается малосигнальных каскадов. Во многих практически важных случаях сами свойства ламп, как мы увидим, способствуют регуляции режима, не допуская выхода за границы приемлемых значений напряжений и токов.

Как указывалось, уже справочные данные могут предопределять способ задания режима (паспортного). Обычно — либо подачей фиксированного напряжения смещения на сетку, либо включением в катод резистора известной величины. Если радиолюбитель идет по этому пути, ему остается только воспроизвести то включение, при котором нормированы параметры лампы.

Но не всегда все так просто.

Первое. По ряду причин бывает затруднительно иметь в аппарате источник отрицательных напряжений, требуемых для смещения рабочей точки.

Второе. В случаях, когда лампы в каскаде заведомо не могут быть поставлены в номинальные условия, нужно уметь, тем не менее, обеспечивать расчетный режим.

Третье. Для каскадов усиления больших сигналов (например, для оконечных) независимо ни от чего бывает важно выдержать требуемое значение анодного тока.

Фиксированное, и не самое лучшее

Если на управляющую сетку лампы подается (относительно катода) постоянный отрицательный потенциал $E_{см}$, который и обеспечивает заданный режим по управляющей сетке (рис. 5.1), говорят о фиксированном смещении.

Фиксированное смещение просто и понятно, а для прямонакальных ламп ему, по сути дела, нечего и противопоставить. Однако тут есть и недостатки.

Первое. Для ламп с высокой крутизной, обладающих большим разбросом характеристик, фиксированное смещение не гарантирует приемлемого допуска на ток анода. То же нередко относится и к оконечным лампам усилителей мощности. Для разных экземпляров ламп, при одном и том же смещении — возможно превышение допустимого тока или, наоборот, ток окажется слишком малым.

Второе. У ламп с высокой мощностью накала, большой крутизной (а, значит, близкорасположенной к катоду сеткой) возможен заметный сеточный ток (термоток сетки). Здесь при фиксированном смещении не исключено отклонение режима от желаемого, вызванное падением напряжения на сопротивлении утечки сетки R_C .

Третье. Неизбежная нестабильность напряжения смещения приводит к нестабильности тока покоя, в особенности — ламп с высокой крутизной.

Корень всех этих недостатков в высокой чувствительности режима по току к напряжению в цепи сетки, здесь она равна S . Речь идет не только о возможной нестабильности собственно $E_{см}$, но и о любых дестабилизирующих факторах: падении напряжения на сопротив-

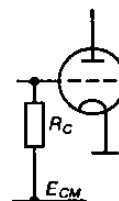


Рис. 5.1.
Фиксированное смещение подается на сетку через резистор утечки

лении утечки сетки, разбросе характеристик... Все это отображается эквивалентными напряжениями, приложенными к сетке.

Катодное смещение — это просто

Включение резистора автоматического смещения в цепь катода это самый распространенный способ подачи смещения на лампы косвенного накала. Для выбранной по характеристикам рабочей точки определяем U_c и I_A , а затем:

$$R_K = \frac{U_c}{I_A}.$$

В частности, U_c и I_A можно просто взять из паспортных данных.

Кто-то, возможно, отметит, что здесь подача отрицательного потенциала на сетку заменена подачей положительного на катод, что будет верно (сама же сетка имеет нулевой потенциал).

Тем не менее, это не одно и то же. Отличие в чувствительности

режима к напряжению в цепи сетки: она равна здесь $\frac{S}{1 + SR_K}$, т. е.

замечено меньше, чем при фиксированном смещении. Возникающая отрицательная обратная связь по режиму как бы препятствует чрезмерному его отклонению (под влиянием упоминавшихся выше факторов) от заданного.

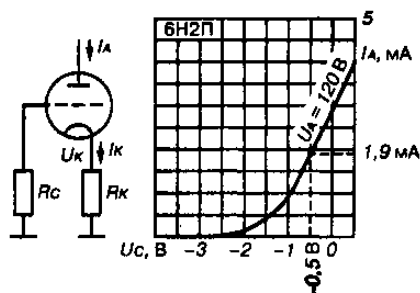


Рис. 5.2. Расчет величины резистора автосмещения по анодно-сеточной характеристике

Рассчитаем величину R_K для каскада на лампе 6H2П, напряжение на аноде 120 В, требуемый ток 1,9 мА, характеристика на рис. 5.2. По графику необходимое смещение минус 0,5 В, отсюда $R_K = 270 \text{ Ом}$.

Разумеется, замена R_K на кремниевый стабилитрон — вариант фиксированного смещения.

Минус на сетку? Нет, плюс!

Катодное смещение можно рассматривать как частный случай катодной стабилизации.

Общая схема принципа катодной стабилизации представлена на рис. 5.3. В ней, по сути дела, жестко задается ток катода (а тем самым, и анода).

Как ни странно это выглядит, на сетку подается фиксированный положительный потенциал E_C ; тогда потенциал катода:

$$U_K = E_C + U_{CM}$$

а анодный (он же катодный) ток:

$$I_A = I_K = \frac{U_K}{R_K}$$

Здесь U_{CM} — это напряжение смещения, разность потенциалов сетки и катода при данном токе. Если ток выбран, то следует по характеристикам определить значение U_{CM} , а отсюда требуемую величину R_K . Надо брать абсолютное значение U_{CM} , поскольку его «минус» уже учтен в формуле.

Если напряжение на сетке E_C велико (например, сетка непосредственно присоединена к аноду предыдущего каскада), то величиной U_{CM} , а также ее разбросом нередко можно вообще пренебречь. И для расчета не понадобится обращаться к характеристикам лампы. А из-за очевидно большой величины R_K — чувствительность режима к сеточному напряжению будет в данном случае крайне низкой: мы имеем в полном смысле слова стабилизацию тока лампы.

Однако, чем выше E_C и U_K , тем больше мощность, впустую рассеиваемая на резисторе R_K . То, что не слишком важно для малосигнальных схем, может доставить проблемы в мощном каскаде.

Сетку можно соединить и с общей (нулевой) шиной. Но тогда нижний вывод катодного резистора придется запитать от добавочного минусового источника: чем больше напряжение, тем лучше стабильность.

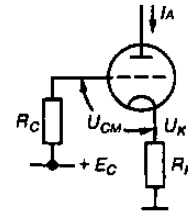


Рис. 5.3. Схема катодной стабилизации требует подачи высокого положительного потенциала на сетку

Новость: анодная стабилизация

Не удивляйтесь, есть и такая, хотя вы, вероятно, о ней не слышали. В каскаде на триоде, анод которого нагружен на омическое сопротивление (рис. 5.4), возникает цепь отрицательной обратной связи по режиму — уже с анода. Конечно, чувствительность к анодному напряжению в μ раз ниже, чем к напряжению сетка-катод, но ведь и сопротивление в цепи анода обычно значительно выше, чем в катоде.

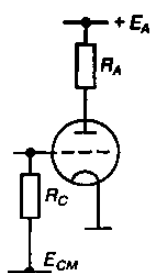


Рис. 5.4. Анодная стабилизация резистором R_A

Общее выражение чувствительности режима для случая, если имеется и катодный, и анодный резистор:

$$\frac{S}{1 + S(R_K + R_A / \mu)}$$

Режим каскада более устойчив, чем только с катодным смещением.

А что с режимом пентода?

Почти все из вышесказанного относится и к пентоду (тетроду). Следует лишь принимать во внимание ряд особенностей.

Первое. В пентоде нет смысла учитывать влияние анода (так как величина μ очень велика).

Второе. В пентоде стабилизируется ток катода, а ток анода будет меньше — на величину тока второй сетки.

Третье. Понятие режима пентода включает еще и потенциал экранной сетки.

Разумеется, требуемое режимом напряжение на экранную сетку можно подавать от отдельного источника. Однако нередко ее питают от общего источника анодного напряжения E_A (рис. 5.5), а если эта величина избыточна, то частично гасят резистором R_{C2} .

Чтобы правильно выбрать сопротивление гасящего резистора, нужно, естественно, знать величину тока экранной сетки. Проблема в том, что ток I_{C2} приводят в паспорте только для номинального режима, да и то по типу «не более». Но нередко типовые кривые для I_{C2} найти все же можно.

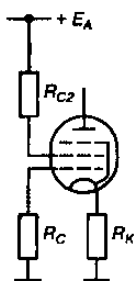


Рис. 5.5. Типовая схема задания режима пентода с гасящим резистором в цепи 2-й сетки

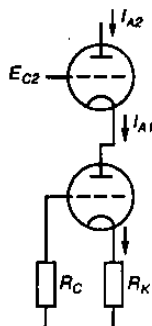


Рис. 5.6. Нижний триод задает режим и верхнего

А стабилизирующее действие экранной сетки с омической нагрузкой (аналогично анодной стабилизации у триода) сгладит ошибки расчета.

Сюрприз: принудительная стабилизация

Режим лампы по току может быть стабилизирован другой, уже стабилизированной лампой. На схеме рис. 5.6: $I_{A2} = I_{A1}$ независимо от E_{C2} (в первом приближении). Во втором приближении следует учесть, что E_{C2} задает напряжение анода нижнего триода $U_{A1} = E_{C2} + U_{CM2}$, отчасти влияя на его ток.

Как выбирать резисторы утечки

Потенциалы сеток ламп, требуемые для установки режимов, подаются нередко через резисторы большого номинала (резисторы утечки) — мы их видим на схемах. Хотя сеточные токи, как правило, очень малы, тем не менее, для ряда ламп в документации приводятся максимальные величины сопротивлений сеточной цепи, и превышать их не рекомендуется.

Порой для случая фиксированного смещения отдельно дается меньшее значение: ведь чувствительность режима к дестабилизирующим факторам в этом случае наибольшая.

Диод в триоде

Впрочем, иногда сеточный ток намеренно используется для создания смещения. При подаче сигнала на сетку, в ее цепи создается режим выпрямления, а для сигнала с меняющейся амплитудой — режим пик-детектора. Управляющая сетка играет роль «анода» диода (рис. 5.7), это сеточное автосмещение.

Направление выпрямленного тока таково, что на резисторе утечки он создает как раз отрицательное, запирающее напряжение, которое накапливается на разделительном конденсаторе.

В старой отечественной литературе для цепочки сеточного автосмещения $C_p R_c$ можно встретить название «гридлик», хотя в оригинале *grid leak* — это, собственно, утечка сетки.

Сеточное автосмещение типично для автогенераторов (гетеродинов), каскадов передатчиков — там, где уровень сигнала неизменен. Иногда его использовали и в низкочастотных усилителях — во входных каскадах, которые в режиме покоя имели нулевое смещение. В связи с тем, что

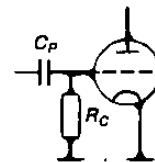


Рис. 5.7. Отрицательное автосмещение за счет выпрямления входных колебаний участком сетка-катод

амплитуда аудиосигнала колеблется, постоянную времени сеточной цепи выбирали порядка секунды, к примеру: 10 МОм, 0,1 мкФ.

Правда, чаще всего уровень входного сигнала (милливольты) был таков, что о его выпрямлении в сеточной цепи всерьез говорить не приходилось. Но для столь малых сигналов и смещение вообще-то не так уж необходимо.

Проблемы с трансформаторной связью

Если сеточное выпрямление при емкостной связи может создать полезное автосмещение, то при трансформаторной — возможен нежелательный эффект «обратного» (то есть положительного) автосмещения.

На схеме рис. 5.8, при протекании тока сигнала через первичную обмотку — во вторичной устанавливается режим, когда «диод» (промежуток управляющая сетка-катод) постоянно открыт. В замкнутой цепи будет протекать постоянный ток, равный по величине амплитуде тока сигнала.

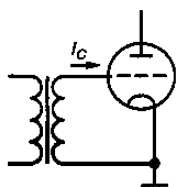


Рис. 5.8.
Положительное
автосмещение за
счет выпрямления
входных колебаний
участком сетка-
катод

Чтобы не допустить такого, нужно либо подавать специальное смещение, не доводя до выпрямления. Либо (если намеренно используется работа с сеточными токами) применять двухтактные схемы, в которых постоянная составляющая компенсируется. Впрочем, как мы узнаем далее, для каскада с током сетки на правой лампе положительное смещение может быть как раз рабочим.

Низкое анодное напряжение возможно?

В радиолюбительской литературе встречаются схемы, где ламповый триод используется при очень низком анодном напряжении. Что это — новость в технике радиоламп?

Следует знать, что для триода запирающее напряжение (при котором $I_A \approx 0$) можно оценить как U_A/μ .

Возьмем триод 6Н1П ($\mu = 35$). Для него запирающее напряжение: при $U_A = 80$ В равно 2,3 В; при $U_A = 8$ В оно равно 0,23 В.

Таким образом, при снижении анодного напряжения, во-первых, уменьшается *раствор характеристики*. Так, для 6Н1П в режиме с анодным напряжением 8 В допустимая амплитуда входного сигнала

составит 70—100 мВ при смещении минус 0,1 В, при больших сигналах возникнет перегрузка.

Для 6Н2П, имеющей $\mu = 97$, и того хуже: допустимый размах колебаний от пика до пика (удвоенная амплитуда) будет при $U_A = 8$ В всего 80 мВ.

Второе, что надо учитывать — при столь малых напряжениях снизится и анодный ток. А работа при микротоках чревата повышенными за счет дробового эффекта шумами.

Сказанное здесь относится и к пентодам (только уже к напряжениям на второй сетке). Кстати, в ламповых УКВ ЧМ приемниках — способом намеренного снижения U_{C2} реализовывалось амплитудное ограничение. Это не касается ламп «варимю»: в них при низких U_{C2} будет работать участок с редкой навивкой управляющей сетки.

РАБОТАЕМ С МАЛЫМИ СИГНАЛАМИ

Возможно, что каждодневные подсчеты Дрэкса и Вальтера с занесением в маленькую черную книжку были ничем иным, как перепроверкой ее собственных вычислений.

Йен Флеминг, «ПРОЕКТ «МУНРЭКЕР»

Триодный усилитель — это несложно

Обычная схема усилителя на триоде дана на рис. 6.1. Здесь условно не показаны элементы задания режима.

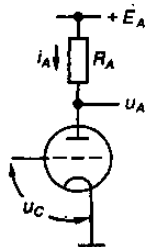


Рис. 6.1. Упрощенная схема триодного усилителя

Коэффициент передачи по напряжению (коэффициент усиления):

$$K_U = \frac{u_A}{u_c} = SR_H, \text{ где подразумевается:}$$

$$R_H = \frac{R_A R_i}{R_A + R_i}.$$

Можно записать то же через параметр μ :

$$K_U = SR_A \cdot \frac{\mu}{SR_A + \mu}.$$

Строчными буквами (например, u_c , i_A) мы будем обозначать амплитудные значения напряжений и токов, в отличие от постоянных составляющих, с которыми имели дело ранее.

Следует напомнить, что при передаче колебаний — фазы сигналов на аноде и сетке будут противоположными.

При работе на малую нагрузку ($R_A \ll R_i$) коэффициент передачи примерно равен SR_A . Обратно, когда $R_A \gg R_i$, он близок к μ , это — предельное значение.

Особо запомним именно последний случай: коэффициент усиления каскада практически равен постоянному параметру, не завися-

щему от тока. Да ведь это означает, что усилитель обладает высокой линейностью передачи! Далее мы еще обсудим этот факт.

Разумеется, в реальном случае параллельно R_A обычно включено сопротивление последующей части схемы, тогда его надо учесть по формуле параллельного соединения.

Ближе к практике

На рис. 6.2 показана схема, приближенная к реальной — с элементами обеспечения режима. На ней мы отметим:

- подачу входного сигнала через разделительную емкость C_p , если надо избежать поступления на сетку нежелательного постоянного потенциала от предыдущего каскада;
- установку резисторов утечки сетки и катодного смещения для задания режима;
- включение блокировочной емкости C_k параллельно резистору смещения для того, чтобы этот резистор не изменял усилительные свойства каскада.

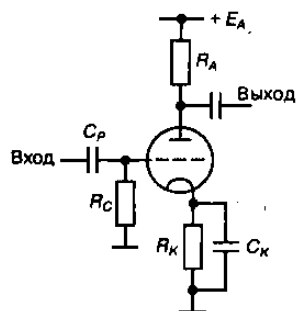


Рис. 6.2. Практическая схема триодного усилителя

Разумеется, при выборе номинала C_p исходят из того, что емкостное сопротивление на нижней границе диапазона передаваемых частот $1/2\pi f_{\min} C_p$ должно быть намного меньше R_g . Аналогично, емкостное сопротивление C_k на нижней границе диапазона должно быть намного меньше... думаете, R_k ? Ошибаетесь (как ошибаются авторы многих книг). Оно должно быть намного меньше $\frac{R_k}{1 + SR_k}$ — результата параллельного соединения R_k и сопротивления лампы со стороны катода $1/S$.

Пентодный усилитель — это еще проще

К нему относится, по большей части, все вышеизложенное, но из-за высокой величины R_i почти всегда $K_U = SR_A$. Практическая схема дана на рис. 6.3.

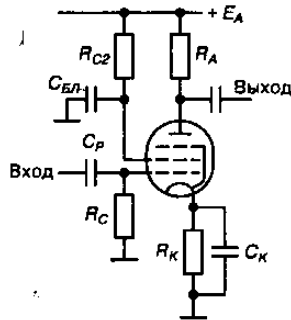


Рис. 6.3. Практическая схема пентодного усилителя

Между прочим, общее выражение для коэффициента передачи можно записать несколько иначе:

$$K_U = \frac{R_A}{r_K},$$

где r_K — так наз. результирующее сопротивление катодной цепи.

В простом каскаде оно равно $1/S$ — сопротивлению лампы со стороны катода.

Эта формула в последующем будет весьма полезной.

Пытаемся увеличить усиление

Оценим, какой коэффициент усиления можно получить от каскада на пентоде 6Ж32П. Параметры лампы: $S = 1,8 \text{ мА/В}$, $R_i = 2,5 \text{ МОм}$. Выберем сопротивление анодной нагрузки $R_A = 10 \text{ кОм}$. Получаем: $K_U = SR_A = 1,8 \cdot 10 = 18$.

Усиление маловато? Что же, увеличим значение R_A до 200 кОм . Результат, кажется, должен быть соответственно в 20 раз выше: $K_U = SR_A = 1,8 \times 200 = 360$. Но верен ли такой расчет?

Для 6Ж32П значение крутизны $S = 1,8 \text{ мА/В}$ приведено для тока $I_A = 3 \text{ мА}$. На анодном резисторе 200 кОм постоянное падение напряжения составит при таком токе 600 В ... А чтобы на аноде еще и осталось напряжение разумной величины, в качестве анодного питания придется подавать примерно 700 вольт ! Конечно, это абсолютно неприемлемо.

Делать нечего, придется снижать анодный ток. Допустим, что напряжение источника анодного питания задано: $E_A = 230 \text{ В}$. Номинальное значение напряжения второй сетки (140 В) предпочтем сохранить, чтобы пользоваться характеристиками, данными именно для такого режима. Выберем $U_A = 140 \text{ В}$.

Это определит анодный ток: $I_A = \frac{90 \text{ В}}{200 \text{ кОм}} = 0,45 \text{ мА}$.

Итак, в нашем каскаде ток меньше номинального (3 мА) в 6,7 раза, значит, следует ожидать, что крутизна снизится относительно паспортного значения в $\sqrt[3]{6,7} = 1,9$ раз. В итоге получаем:

$K_U = SR_A = 0,95 \cdot 200 = 190$ — вдвое меньше, чем мы ждали.

Вводим отрицательную обратную связь

В каскаде усиления (рис. 6.4) отсутствует конденсатор, шунтирующий катодный резистор. Результирующее сопротивление катодной цепи $r_k = \frac{1}{S} + R_k$, ток (амплитуда): $i_A = i_k = u_{вх} / r_k$. Отсюда получается усиление:

$K_U = \frac{u_A}{u_{вх}} = \frac{SR_A}{1 + SR_k}$ — что ниже, чем в каскаде без отрицательной обратной связи (ООС). Обратим внимание, что здесь входное напряжение не равно напряжению между сеткой и катодом: $u_{вх} \neq u_c$.

Кто-то возразит: полученное соотношение, наверно, годится для пентода, а в случае с триодом надо еще учесть шунтирование анодной нагрузки внутренним сопротивлением $R_{i\lambda}$. Это не совсем так.

Снова используя понятие результирующего сопротивления катодной цепи, запишем соотношение для эквивалентного внутреннего сопротивления:

$$R_{i\lambda} = \mu r_k$$

Без ООС — получим классическое $R_i = \mu/S$. Но с ООС — внутреннее сопротивление как бы возросло, в ряде случаев триод приблизится в этом отношении к пентоду.

Проанализируем формулу для усиления. Если R_k значительно превышает $1/S$, то получаем:

$$K_U \approx \frac{R_A}{R_k}$$



Внимание

Характеристики передачи оказались не зависящими от лампы, они определяются только соотношением сопротивлений. Вот для чего нужна отрицательная обратная связь: обеспечить режим неискаженного усиления. Получили так наз. **масштабный усилитель**.

В промежуточном случае, когда R_k и $1/S$ — одного порядка, обратная связь дает лишь некоторую линеаризацию характеристики прямой передачи. Случай, когда $R_k \ll 1/S$, эквивалентен отсутствию обратной связи.

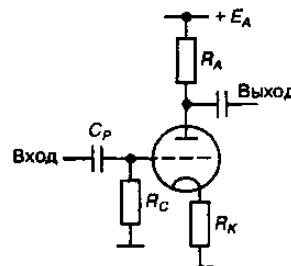


Рис. 6.4. Схема масштабного усилителя с ООС

Если схема именно такова, как на рис. 6.4, то как раз последний вариант наиболее вероятен. Потому что R_k придется выбирать с расчетом на катодное смещение, и полученное значение окажется слишком малым. А разработчик, желая, напротив, устранить обратную связь установкой шунтирующего конденсатора, израсходует его зря.

Желая увеличить R_k при сохранении тока лампы, мы приходим к необходимости подать плюс на сетку. Или, наоборот, минусовую подпорку на катодный резистор.

Динамическая крутизна и мнимая ООС

В этой связи небесполезно провести анализ одной старой схемы, приводимой в современной книжке (рис. 6.5). Автор книги поясняет, что здесь реализована ООС «по току». Проверим, так ли это.

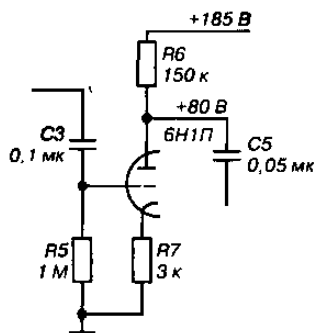


Рис. 6.5. Только видимость масштабного усилителя: динамическая крутизна слишком низка

Оценим коэффициент усиления по формуле для масштабного усилителя: $K_U = 150/3 = 50...$ Наверно, где-то ошибка: статический коэффициент усиления лампы 6Н1П равен 35, не может же K_U превысить это значение? Разумеется.

Дело в следующем: сопротивление нагрузки (150 кОм) здесь настолько велико, что сопоставимо с эквивалентным внутренним сопротивлением $R_{i3} = \mu r_k$. Прикинем это последнее.

Для рассматриваемой схемы (с учетом того, что значение S при рабочем токе 0,6 мА равно примерно 2 мА/В):

$$r_k = 1/S + R7 = 1/2 + 3 = 3,5 \text{ кОм.}$$

$$R_{i3} = 35 \cdot 3,5 = 122 \text{ кОм.}$$

Каскад нагружен на параллельное соединение этого сопротивления и R_A , то есть на $(122 \cdot 150)/(122 + 150) = 67 \text{ кОм}$, так что действительное усиление равно $67/3,5 = 19$ (далеко не 50).

Подойдем теперь к вопросу несколько иначе. Влияние анодной нагрузки приводит к тому, что мы должны перейти от статической анодно-сеточной характеристике к динамической.

Крутизна такой характеристики равна $S_d = \frac{1}{1/S + R_A/\mu}$. Подсчет дает для S_d значение 0,3 мА/В, т. е. сопротивление лампы со стороны катода

3,5 кОм, что оказалось даже больше, чем R_K . Вот и причина малого усиления. Но главное в другом: получается, что ООС неэффективна!

По сути дела здесь две цепи ООС (одна из них — с анода), причем эта последняя ослабляет действие другой, вызванной катодным резистором. Тут и надо искать корень того, что схема неудачна (как верно отмечено в книжке).

Преобразование напряжения в ток

Если несколько обобщить, то каскад с ООС выполняет функцию преобразования напряжения в ток, или ИТУН (источника тока, управляемого напряжением). Соотношение для выходного (анодного) тока:

$$i_{\text{ВЫХ}} \approx u_{\text{ВХ}} R_K.$$

Вспомним, что в схеме, представленной на рис. 6.4, резистор R_K выполнял сразу две функции: и задания режима, и ООС. Возможно, что каждая из этих функций требует разных величин сопротивления; тогда разработчик подходящим образом применит конденсаторы.

Дифференциальный и синфазный сигнал

В схеме, представленной на рис. 6.6, два входа, а собственно входным сигналом является напряжение между сетками. Это — так наз. дифференциальный или балансный усилитель, реагирующий на разность напряжений.

Результирующее сопротивление катодной цепи для дифференциального сигнала здесь составляет $r_K = 2/S$; по сравнению с обычным каскадом крутизна как бы вдвое ниже.

Достоинство схемы — малая чувствительность к синфазному сигналу, действующему на двух сетках одновременно. Для синфазного воздействия результирующее сопротивление катодной цепи значительно больше, чем для разностного:

$$r_K = \frac{1}{2S} + R_K.$$

Именно поэтому каскад реагирует фактически на разность, а не на абсолютные вели-

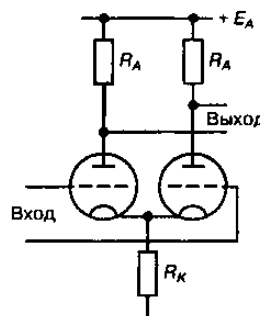


Рис. 6.6. Схема дифференциального усилителя: вход между сетками, выход между анодами

чины сигналов. Подавление синфазного сигнала значительно увеличится, если взамен R_K добавить еще одну лампу, применив принудительную стабилизацию балансной пары.

Эквивалентное внутреннее сопротивление каждого плеча здесь получается таким:

$$R_{i3} = \mu r_K = 2R_K$$

Выходное напряжение дифференциального усилителя можно снимать с одного плеча, или между анодами (тогда коэффициент передачи удвоится).

Еще одним достоинством конфигурации является лучшая линейность — за счет компенсации четных гармоник в симметричной схеме.

Катодный повторитель в реальности и в мифах

В схеме (рис. 6.7), как и ранее, $i_K = u_{BK} / r_K$, $u_{ВЫХ} = i_K R_K$, отсюда:

$$K_U = R_K / r_K = \frac{SR_K}{1 + SR_K}$$

Если только величина R_K не слишком мала, коэффициент передачи близок к единице. В отличие от каскада с анодной нагрузкой, здесь не поворачивается фаза сигнала.

Катодный повторитель имеет низкое выходное сопротивление для малых сигналов, поскольку на катоде действует сопротивление лампы со стороны катода, равное $1/S$ (и параллельно ему включено R_K). Принято считать, что он незаменим как раз в случаях, когда требуется иметь малое выходное сопротивление, в том числе для согласования с низкоомной нагрузкой. Попробуем разобраться, не миф ли это.

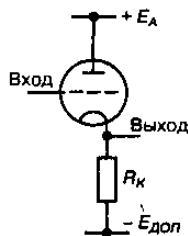


Рис. 6.7. Схема катодного повторителя на триоде

Первое. Традиционный усилительный каскад нагружаем в аноде сопротивлением, равным $1/S$. Легко убедиться, что коэффициент передачи и выходное сопротивление сделались такими же, как у катодного повторителя.

Второе. Исходя из условия наилучшего согласования, подключим к повторителю нагрузку с сопротивлением, равным $1/S$. Очевидно, что коэффициент передачи напряжения будет при этом равен $1/2$, т. е. повторитель перестал быть таковым.

Получается, что уникальные свойства катодного повторителя — в каком-то смысле сказки? Однако не стоит упускать еще одно, действительно полезное его свойство: на вход повторителя допустимо подавать колебания с размахом, значительно превышающим развор характеристики (это свойственно, разумеется, и масштабному усилителю). Так что изредка он может быть полезен: как маломощный оконечный каскад при работе на не слишком низкоомную нагрузку, когда не требуется усиление напряжения, но важно не внести заметных искажений при больших амплитудах.

Вообще-то схема рис. 6.7 тоже кажется несколько странной; а нельзя ли нижний конец катодного резистора просто заземлить? Можно. Но тогда на сетку потребуются подать положительное напряжение. Иначе, скорее всего, это будет уже не повторитель: не удастся обеспечить условие $R_K \gg 1/S$. Да и большую амплитуду с выхода тогда не снять.

Пентодный повторитель или повторитель на пентоде?

Повторитель может быть выполнен и на пентоде. В смысле — работать в пентодном режиме (это не одно и то же). Вы удивитесь, но на левой схеме (рис. 6.8) такого режима не создано. Несмотря на применение пентода — это триодное включение: вторая сетка соединена с анодом (заземлена по сигналу, как и анод).

Действительно пентодный режим — на правой схеме: здесь с выхода через конденсатор на экранную сетку подается «вольтодобавка», так что напряжение на ней может даже превысить E_A . Применение пентодного повторителя имеет два резона.

Во-первых, с целью улучшения использования напряжения питания в мощном каскаде.

Во-вторых, при этом значительно уменьшается входная емкость (бывает, что это важно).

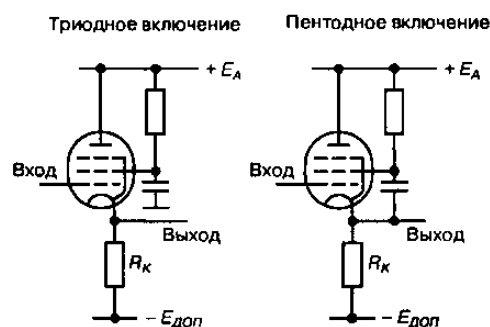


Рис. 6.8. Триодный повторитель на пентоде (слева); пентодный повторитель (справа)

Преобразование тока в напряжение

Описанный ранее вариант ООС часто называют последовательной обратной связью. Рис. 6.9 схематично показывает принцип параллельной ООС.

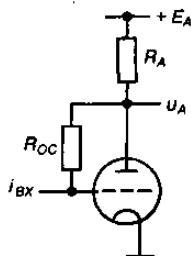


Рис. 6.9.
Упрощенная схема
преобразователя
тока в напряжение

Такая обратная связь снижает входное сопротивление каскада, и в данном случае уместнее считать входной величиной не напряжение, а ток. Если сделать некоторые логичные упрощения, получим соотношения для выходного напряжения:

$$u_A \approx \frac{i_{ВХ} R_{ОС}}{1 + 1/K_U},$$

где K_U — коэффициент усиления напряжения с сетки на анод. При достаточно большой величине усиления:

$$u_A \approx i_{ВХ} R_{ОС},$$

входное сопротивление: $r_{ВХ} \approx r_c / K_U$ (оно довольно мало).

Такая обратная связь линеаризует характеристику преобразования входного тока в выходное напряжение. Каскад функционально близок к ИНУТ (источник напряжения, управляемый током).

Следует подчеркнуть, что линеаризация, обусловленная обратной связью, действует здесь именно в отношении входного тока. Если источник сигнала имеет низкое внутреннее сопротивление, каскад превращается в обычный усилитель, а обратная связь не действует. Впрочем, можно принудительно увеличить сопротивление источника — включением последовательного резистора. Получится подобие масштабного усилителя, подобный находил применение в каскадах фазоинверторов. У иных авторов это названо почему-то анодным повторителем: нет, анодный повторитель у нас еще будет!

«Заземленная сетка»

Схемой с заземленной сеткой называют иногда каскад с катодным входом (рис. 6.10). По нашей классификации — это преобразователь тока в ток (ИТУТ). Передаточные свойства отображаются элементарным соотношением:

$$i_{ВЫХ} = i_A = i_K = i_{ВХ}.$$

Здесь важно, что величина выходного тока не зависит от потенциала анода, а значит, от нагрузки. Если же мы захотим снять напряжение с анодной нагрузки — получится преобразователь тока в напряжение.

Очевидно, что входное сопротивление схемы низкое и равно $1/S$, а выходное:

$$R_{i3} = \mu r_K = \mu(1/S + R_H),$$

где R_H — сопротивление источника сигнала.

Еще раз отметим: входной величиной здесь является ток, именно для него обеспечена неискаженная передача. Если внутреннее сопротивление источника сигнала низко (по сравнению с $1/S$), то каскад с «заземленной сеткой» полностью равносителен обычному усилителю.

Подобная схема удобна, когда надо осуществить сложение токов различных сигналов: анодный ток будет равен сумме входных токов.

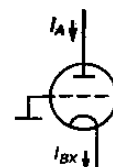


Рис. 6.10. Схема преобразователя тока в ток («заземленная сетка»)

Занимательная схемотехника

В отличие от транзисторов — лампы, так сказать, «малоповоротливы». Потому-то они иногда вынуждают к изощренной схемотехнике, которая может изрядно удивить неспециалистов.

Кажется совершенно непонятным, как можно реализовать катодный повторитель, имея лампы прямого накала, где катоды всегда заземлены. Но нас не остановит такой пустяк. На левой схеме (рис. 6.11) — как ни странно, полный эквивалент катодного повторителя (быть может, его и стоит назвать анодным!) Справа масштабный усилитель с ООС. Попробуйте разобраться сами, как они работают.

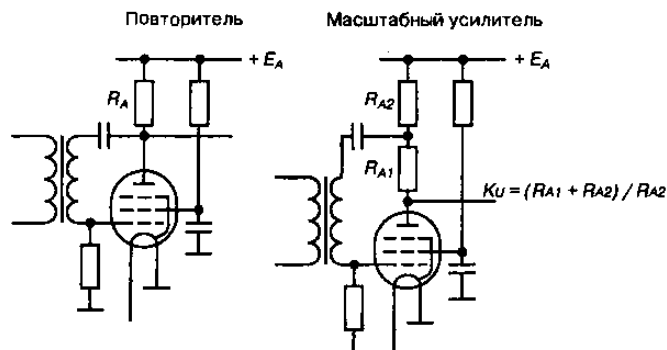


Рис. 6.11. Необычные варианты повторителя (слева) и масштабного усилителя (справа)

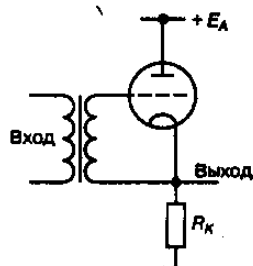


Рис. 6.12. Нет, это не катодный повторитель...

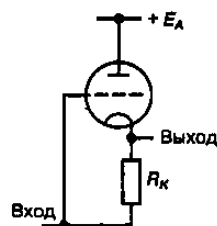


Рис. 6.13. А вот это — катодный повторитель

Между прочим, схема на рис. 6.12 вовсе не является повторителем, она — обычный усилитель.

Интересно, что в повторителе катодный резистор может, в принципе, быть подсоединен куда угодно: даже к входу (если источник сигнала имеет путь для пропуска постоянного тока). Конечно, входное сопротивление при этом снижается, оно равно $R_{i3} = \mu r_K$ (что не так уж и мало, впрочем). Схема (рис. 6.13) появилась здесь не по причине ее какой-то практической ценности. Просто она еще вынырнет у нас позже.

ВЫШЕ ЧАСТОТА — СЛОЖНЕЕ ПРОБЛЕМЫ

Все новые аппараты, даже французского производства, склонны барахлить первые пару дней.

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «КАЗИНО РУАЙЯЛЬ»

Паразитные емкости лампы

До сих пор мы не учитывали влияние на свойства каскадов реактивных элементов ламп. Наконец пришла пора обратить на них внимание.

Рассмотрим элементарный триодный каскад усиления на 6НЗП (рис. 7.1). Сопротивление нагрузки $R_A = 10 \text{ кОм}$, крутизна в рабочей точке $S = 3 \text{ мА/В}$, $\mu = 36$, $R_i = 12 \text{ кОм}$. Эквивалентная нагрузка

$$R_H = \frac{10 \cdot 12}{10 + 12} = 5,5 \text{ кОм}.$$

$$K_U = 3 \cdot 5,5 = 16.$$

Однако кое-что еще не учтено. Лампа имеет заметные междуэлектродные емкости. Так для 6НЗП: $C_{ВХ} = 2,45 \text{ пФ}$, $C_{ВЫХ} = 1,35 \text{ пФ}$, $C_{ПР} = 1,6 \text{ пФ}$.

Это емкости собственно лампы, но в реальной схеме к ним всегда добавляются емкости монтажа и сопрягаемых цепей.

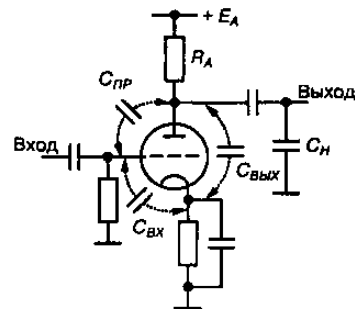


Рис. 7.1. Междуэлектродные емкости лампы в усилительном каскаде

Постоянная времени нагрузки

О ней, разумеется, в первую очередь, вспомнит тот, кто знаком с основами радиотехники. Влияние емкости, параллельной R_A , приводит к снижению усиления на высоких частотах.

Паразитная емкость анодной нагрузки будет состоять из выходной емкости лампы $C_{ВЫХ}$, емкости монтажа и входной емкости следую-

щего каскада. Приняв, для примера, сумму этих составляющих равной $C_H = 10 \text{ пФ}$, получаем значение постоянной времени нагрузки:

$$\tau_A = R_H C_H = 5,5 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-12} = 5,5 \times 10^{-8} \text{ с.}$$

Верхняя граничная частота, соответствующая спаду усиления минус 3 дБ (то есть, примерно на 30 %):

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi\tau_A} = 2,9 \text{ МГц.}$$

Запомним этот результат... чтобы ниже убедиться, что он неверен.

Неприятность: снижение входного сопротивления

Для кого-то будет неожиданностью снижение активного входного сопротивления в каскаде, вызванное проходной емкостью между входом и выходом. В данном случае ее роль играет емкость между анодом и сеткой $C_{пр}$.

Эффект, о котором идет речь, связан с мнимой составляющей комплексного коэффициента передачи напряжения, которая для апериодического усилителя (т. е. нагруженного на активное сопротивление) выражается так:

$$K_{MH} = \frac{2\pi f S R_H^2 C_H}{1 + 4\pi^2 f^2 R_H^2 C_H^2}.$$

Подставляя известные величины, получим, например, для частоты 2 МГц:

$$K_{MH} = 7,6.$$

Тогда активная составляющая входного сопротивления, обусловленная обратной связью через проходную емкость:

$$R_{вх} = \frac{1}{2\pi C_{пр} K_{MH}} = 6,5 \text{ кОм.}$$

Сюрприз! Вот вам и высокое входное сопротивление лампы. Не исключено, что граничная частота всего тракта будет значительно меньше, чем ранее оптимистично полученные 2,9 МГц: снижение входного сопротивления с ростом частоты приведет к падению коэффициента усиления предыдущего каскада.

Эффекты и дефекты

Казалось бы, входная емкость каскада — это емкость между сеткой и катодом? Ничуть не бывало. Кроме нее, присутствует составляющая входной емкости, созданная паразитной обратной связью. Величина этой составляющей связана уже с действительной частью коэффициента усиления каскада — это так называемый эффект Миллера:

$$K_d = \frac{SR_H}{1 + 4\pi^2 f^2 R_H^2 C_H^2} = 11;$$

$$C_{вх} = C_{пр}(K_d + 1) = 19 \text{ пФ}.$$

Вот такую величину надо добавить к емкости сетка-катод (и к емкости монтажа). Заставляет задуматься: а верно ли была рассчитана емкость нагрузки предшествующего каскада? Его граничная частота? А его входное сопротивление?

Наш элементарный, как кажется, усилитель явил немало дефектов и задал немало вопросов.

Как возникает самовозбуждение

В каскадах резонансных усилителей, имеющих, как правило, колебательные системы на входе и выходе, проходная емкость еще более опасна: она может вызвать самовозбуждение. От величины этой емкости зависит предельное значение коэффициента усиления, при котором еще сохраняется устойчивость.

И еще: требуется максимально ослабить влияние схемы на добротность избирательных контуров.

Рассмотрим каскад резонансного усиления (рис. 7.2). На входе и выходе — одиночные контуры LC, их добротность — Q. ЭДС, вносимая с анода внутрь сеточного контура емкостным делителем, приблизительно равна $u_{вых} \frac{C_{пр}}{C}$ (считая, что $C_{пр} \ll C$). Напряжение на контуре при резонансе окажется в Q раз больше: $u_{вх} = Qu_{вых} \frac{C_{пр}}{C}$. И вдобавок сдвинутым по фазе на 90°.

Недостающие до самовозбуждения 90 градусов добираются за счет фазовых характеристик контуров. Примем контуры на входе и выходе одинаковыми; тогда на верхней границе полосы пропускания каждый из них добавит фазовый сдвиг по 45°. Обратная связь стала положительной.

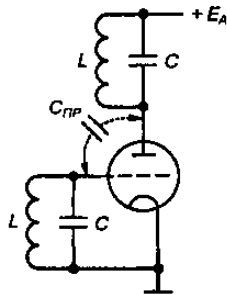


Рис. 7.2. Расчетная схема устойчивости резонансного каскада

Но возникнет ли генерация? Да, если $K_{\text{пр}}$ будет не меньше, чем коэффициент обратной передачи с выхода на вход $\frac{QC_{\text{пр}}}{C}$. Впрочем, надо еще учесть, что частота потенциальной неустойчивости смещена от резонансной, каждый из контуров дает на ней спад, равный $\sqrt{2}$. Таким образом, максимальное устойчивое усиление:

$$K_{U_{\text{max}}} = \frac{2C}{QC_{\text{пр}}}.$$

Легко прикинуть: если проходная емкость составляет единицы пикофарад, то устойчивое усиление, скорее всего, окажется неприемлемо низким.

Не пентодом единым

Конечно, рассмотренные проблемы усилителей на высоких частотах снимаются применением пентодов вместо триодов. Пентоды имеют крайне низкую проходную емкость, так что неприятные эффекты, которыми мы выше занимались, можно не учитывать. К примеру, пентод типа 6К4П имеет проходную емкость меньше 0,0045 пФ.

В частности, в резистивном (широкополосном) пентодном усилителе частотный диапазон определяется только постоянной времени нагрузки.

Тем не менее, вопрос окончательно не закрыт. Триоды соблазняют очень низким уровнем собственных шумов, что особенно важно для построения высокочувствительных приемников диапазона УКВ. Поэтому полезно вернуться к триодным каскадам, чтобы рассмотреть схемотехнические пути устранения вредного влияния проходной емкости.

Нейтродины

Нейтрализация проходной емкости была исторически первым способом приспособить триоды для высоких частот. Для подобных радиоприемников даже существовал солидно звучащий термин: «нейтродины».

На левой схеме (рис. 7.3) емкость C_N , равная проходной, присоединена к концу анодного контура, симметрично точке анода.

Воздействие этого конденсатора на сеточную цепь равно воздействию $C_{пр}$ однако приложено в противофазе. Если схема хорошо сбалансирована, то влияние проходной емкости компенсируется.

На правой схеме — нейтрализующая индуктивность L_N образует совместно с $C_{пр}$ параллельный колебательный контур с большим и чисто активным сопротивлением — он-то и «запирает» участок анод-сетка (но, разумеется, только на одной частоте, в отличие от первого варианта).

Недостаток этих решений — в необходимости тщательной подстройки нейтрализующих элементов, в том числе при смене лампы.

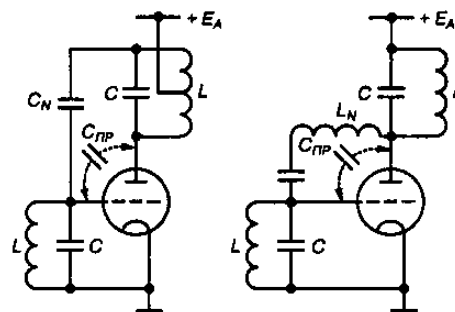


Рис. 7.3. Нейтрализация проходной емкости: нейтрализующим конденсатором (слева); нейтрализующей катушкой (справа)

Неполное включение

Будет ли неполная связь лампы с контуром индуктивной или емкостной, по выходу или по входу, во всех случаях повышается устойчивость каскада. Между прочим, на рис. 7.3 слева, помимо нейтрализации, применена и неполная связь. Если анод триода подключен, например, к половине катушки индуктивности (коэффициент связи $n = 0,5$), то обратная передача снижается вчетверо. Во столько же раз возрастает $K_{U_{max}}$. Правда, неполное включение ослабило вдвое полезный сигнал... Но зато усиление, которого можно достичь без генерации, увеличивается в $1/n$ раз.

Впрочем, ситуация меняется, если учесть, что внутреннее сопротивление триода невысоко. Неполная связь по выходу призвана, в первую очередь, обеспечить сохранение добротности контура, и в этом качестве только повышает, а не снижает усиление.

Каскодная схема

Левая схема рис. 7.4 изображает каскад усиления на двух триодах. Эта конфигурация, представляющая собой сочетание преобразователей напряжения в ток и тока в напряжение, отличается от обычного усилителя тем, что в ней практически устранена проходная емкость.

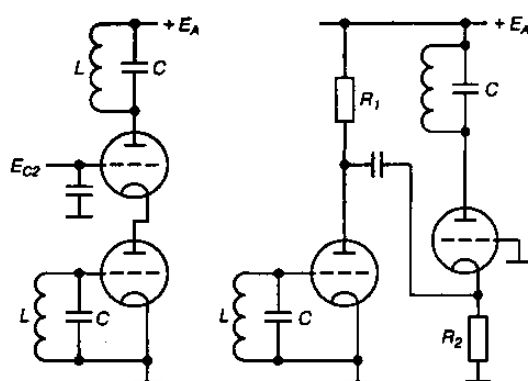


Рис. 7.4. Каскодный усилитель с последовательным включением ламп (слева); он же с параллельным питанием (справа)

Потому что вход и выход — это электроды не одного и того же, а разных триодов.

Коэффициент передачи каскодного усилителя равен, как и для пентода: $K_U = SR_A$, где определяющей является крутизна нижнего по схеме триода (хотя вообще принято использовать идентичные лампы).

Эквивалентное внутреннее сопротивление верхнего триода $R_{i3} = \mu R_i$ может не уступать внутреннему сопротивлению пентода.

Совсем не обязательно, чтобы в каскодной схеме лампы были включены последовательно также и по постоянному току. Правая схема полностью эквивалентна левой, вспомогательные резисторы R_1 и R_2 практически не влияют на работу каскада, если имеют большую величину (по сравнению с $1/S$).

В свое время пара ламп 6СЗП, 6С4П была выпущена специально для построения каскодных усилителей.

Польза дифференциального каскада

Балансная схема, рассмотренная нами ранее, будет избавлена от проходной емкости в том только случае, когда входом является сетка одного из триодов, а выходом анод другого. Второй вход обязательно заземляется для усиливаемой частоты. Заметьте, что такой усилитель не изменяет фазу усиливаемого сигнала.

Некоторый проигрыш каскодной схеме — невысокое эквивалентное внутреннее сопротивление, равное $2R_i$.

Катодный повторитель подкладывает свинью

В книгах можно встретить мнение, что катодный повторитель имеет хорошие частотные свойства. В общем, с этим можно и согласиться. В самом деле, проходной емкостью является здесь, по сути дела, входная емкость лампы (сетка-катод). Она включена между точками с

почти идентичными сигнальными напряжениями, поэтому действие ее незначительно. А если применено пентодное включение (знакомое по предыдущему Шагу), то согласованный сигнал действует также и на второй сетке. В итоге эквивалентная входная емкость каскада получается очень малой. Ценная особенность!

Однако и здесь проходная емкость может сыграть злую шутку. В этом смысле опасно подключение к повторителю емкостной нагрузки.

Попробуем разобраться. Если повторитель нагружен на активное сопротивление, сопоставимое с $1/S$, то выходной сигнал будет заметно меньше входного, оставаясь синфазным. Появится ток через емкость сетка-катод (он же — входной ток), опережающий по фазе входное напряжение на 90° .

А если нагрузка будет иметь еще и значительную емкость? В этом случае выходное напряжение будет отставать по фазе от входного, поэтому сдвиг фазы входного тока превысит 90 градусов — появится составляющая отрицательного входного сопротивления, а значит, опасность паразитной генерации.

Впрочем, это еще не катастрофа, все зависит от того, каково полное сопротивление цепи, включенной на входе повторителя. Однако если это — колебательный контур, легко доворачивающий фазу, то самовозбуждение весьма вероятно. Потому-то в устройствах подобного включения не встретишь. Разве только в схеме автогенератора — как раз на этом принципе и работает емкостная трехточка.

Мои пентоды

Это — первая вставка с краткими характеристиками радиоламп старых серий. Не будет особенным открытием тот факт, что практически все старые отечественные лампы являются аналогами американских, и даже первые обозначения для них были просто позаимствованы.

6Ж8 — пентод с невысокой крутизной, аналог 6SJ7. Лампа применялась в высокочастотных каскадах (нерегулируемых), а чаще — в низкочастотных, как, например, в приемнике «Балтика». Но все же во входные каскады УНЧ предпочитали ставить старую добрую 6Ж7 (6J7) с выводом управляющей сетки на колпачок. Считали, что она обеспечивает меньший фон переменного тока.

Обе лампы близки по параметрам, и не являются редкими.

6К3 — пентод с «удлиненной характеристикой» для регулируемого усиления, аналог американской «одноцокольной» 6SK7. Классическая лампа для УВЧ и УПЧ радиоприемников, пришедшая на смену безнадёжно устаревшей 6К7. Любопытно, что ограниченно выпускался «бюджетный» вариант 6К3 — 6К9С (в стеклянном баллоне и с цоколевкой, как у 6К7).

6Ж3, 6К4 — пентоды с повышенной крутизной, их американские прототипы 6SH7 и 6SG7. Лампы появились в интересах радиолокационной техники.

Локатор трехсантиметрового диапазона стандартно имел предварительный УПЧ (ПУПЧ) на частоту 30 МГц и далее основной УПЧ на 5 МГц. Удовлетворительное усиление на таких частотах уже не могли обеспечить пентоды типа 6Ж8 и 6К3: требовалась крутизна не меньше 4—5 мА/В.

Миниатюрная лампа 5654 (6Ж1П) не оставила шансов выживания устаревшим октальным приборам.

6Ж4 — металлический пентод с высокой крутизной 9 мА/В, аналог американской 6AC7. Разработан также для использования в каскадах широкополосного усиления, в УКВ трактах, в телевизорах. Именно с первыми телевизорами лампа и распространилась: вспомним хотя бы КВН-49. Однако и сейчас она находит применение в аудиоаппаратуре — там, где надо достичь высокого усиления. Лампа достаточно распространенная. Устаревшим прототипом 6Ж4 можно считать стеклянную 6Ж6С (американская Z-62-D) с крутизной 7,5 мА/В и цоколевкой, как у 6Ж7. Очень редкая лампа, одно время ее применяли в радиолокаторах.

12Ж1Л — пентод с локтальным цоколем и 12-вольтовым питанием, аналог германской RV12P2000, только в другом оформлении. Его особенностью является очень высокое внутреннее сопротивление (2 МОм), которое позволяет добиться рекордного усиления по напряжению от одного каскада. По указанной причине пентод находил применение в электронных стабилизаторах напряжения: помогал достичь высокого коэффициента стабилизации. Хотя лампа имеет подогревный катод, все же питание накала переменным током может вызвать заметный фон в усилительных применениях.

Реже попадает вариант с четырехвольтовым накалом — 4Ж1Л.

Говорят, кстати, что ламп RV12P2000 было выпущено в свое время больше, чем каких-либо других. Если это так, то тем более странно, что сейчас они — раритет.

2Ж27Л — пентод с локтальным цоколем, напоминающий по своим параметрам 12Ж1Л, но прямого накала (напряжение накала 2,2 В). Лампа была широко распространена в военной связной аппаратуре — ее можно встретить в таких известных приемниках, как Р-673, Р-311 (рис. 7.5). Выпускался ее аналог 2Ж27П в «пальчиковом» исполнении с гибкими выводами под пайку — для «одноразовых» применений, типа метеозондов.

2К2М — батарейный пентод, близкий к 2Ж27Л, в октальном оформлении «малгаб». Напряжение накала 2 В: лампа ориентирована на питание не от свинцового аккумулятора, а от двух сухих элементов по 1,5 В (2 вольта под нагрузкой). Широко применялась в аппаратуре времен войны. Первый собранный мной (в 1962 году) радиоприемник был на двух лампах 2К2М. Выпускались также лампы 2Ж2М, но почему-то в значительно меньшем объеме (впрочем, эти две лампы, кажется, практически ничем не отличались).

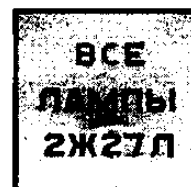


Рис. 7.5. Шильдик на радиоприемнике Р-311

ПОМЕХИ, И КАК С НИМИ БОРОТЬСЯ

Матис подкрутил что-то на задней стороне аппарата. Вдруг ужасный рев заполнил небольшую комнату. Несколько секунд Матис довольно смотрел на приемник, затем выключил его и произнес голосом, полным сожаления:
— Дорогой месье, пожалуйста, извините — плохо настроен.

Йен Флеминг, «Казино Руайаль»

Проблема неконтролируемых связей

Фон переменного тока, взаимовлияние каналов, просачивание помех, даже самовозбуждение усилителей — эти неприятные явления немало досаждают радиоконструкторам. Каждый слышал о таких мерах, как экранировка сигнальных цепей, развязки и пр. Предметом опасливого почтения для радиолюбителей является заземление. Можно встретить рекомендацию заземлять все, относящееся к одному каскаду, непременно в одной точке. Другие уверяют, что совершенно необходимо свести в одну общую точку вообще все элементы, подлежащие заземлению. При этом остается неясным, необходимо ли реальное присоединение к планете Земля...

Здесь мы попробуем разобраться в этих, не всегда ясных, вопросах. В том числе рассмотрим схмотехнические факторы, влияющие как на устойчивость многокаскадных усилителей, так и на защищенность тракта от любых помеховых воздействий: ведь и то, и другое вызывается одними и теми же причинами.

Дело в том, что в большинстве случаев нежелательные связи действуют через общие цепи усилителей в местах сопряжений каскадов.

Привычная структура ламповых схем провоцирует некоторое недопонимание: можно забыть о том, что сигнальные напряжения в схемах (как и любые напряжения) имеют два полюса. Мы говорим о напряжении на аноде, не уточняя — относительно чего.

Но, считая все точки проводника «земли» или цепи питания эквипотенциальными, мы совершаем ошибку. Следует принимать во внимание паразитные параметры общих цепей усилителя: омическое сопротивление и паразитную индуктивность. На них (за счет протекания больших токов оконечных каскадов) создаются нежелательные падения напряжения, могущие попасть на входы первых каскадов. Это первое.

Второе — паразитная связь может замыкаться через внутреннее сопротивление источников питания (чаще всего анодного).

Зачем нужно шасси?

Когда вы видите ламповую высокочастотную схему, смонтированную на солидном, порой даже замкнутом со всех сторон металлическом шасси, знайте, что это сделано не только в целях «экранировки», но и для того, чтобы получить идеальный провод «земли». Дело в том, что индуктивность проводящей полости равна нулю. Понятно, что такое шасси должно не только присутствовать, но и являться фактическим проводом «земли»: каждый элемент присоединяется к нему отдельно в ближайшей точке, иной вариант просто не имеет смысла.

В принципе желательно, чтобы столь же капитально была выполнена шина анодного питания, о чем часто забывают.

Впрочем, грамотный подход к схемотехнике может сделать устойчивой работу высокочувствительного многокаскадного усилителя даже при неудачных конструкциях общих цепей и неважном источнике питания. Это достигается выбором таких связей, при которых во входную цепь каждого каскада не включаются помеховые сигналы с общих проводников.

Разбитый контур сопряжения

Начнем с очевидных ошибок. На левой схеме (рис. 8.1) в замкнутый контур, образованный вторичной обмоткой (выходом источника сигнала) и участком сетка-катод (входом следующего каскада), входит еще и отрезок общей шины. Если схема отражает действительный монтаж, то налицо ошибка, связанная с внесением в контур сопряжения помех от падения напряжения на участке общей шины.

Второй вариант отображает правильную организацию контура сопряжения: оба полюса выходного напряжения источника прямо

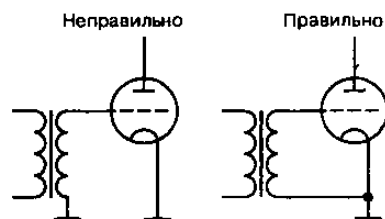


Рис. 8.1. Ошибка в подключении источника сигнала к входу усилителя (слева); правильное подключение (справа)

соединены с двумя полюсами входа. Связь с шиной должна быть лишь в единственной точке, но все дело в том, что добиться этого не всегда можно одними конструкторскими приемами. Ниже мы рассмотрим схемотехнические методы, которые применяются для восстановления «разбитого» контура сопряжения, и тем самым обеспечивают защищенную междукаскадную связь.

Чтобы лучше их понять, надо усвоить следующие важные принципы.

Первый принцип. Напряжение сигнала, поданное на сетку лампы, действует относительно ее катода, а поданное на катод — относительно сетки.

Второй принцип. Если в катод включен резистор обратной связи, то напряжение, приложенное к сетке, действует относительно конца этого резистора.

Третий принцип. Входное напряжение дифференциального усилителя, поданное хотя бы только на один его вход, действует относительно второго входа.

Четвертый принцип. Выходное напряжение схемы, имеющей высокое выходное сопротивление, действует между выводами нагрузки.

Пятый принцип. Выходное напряжение схемы, имеющей низкое выходное сопротивление, действует относительно той же точки схемы, что и входное.

Развязка правильная и неправильная

Развязывающая цепочка неплохо поможет правильному сопряжению каскадов, если только ее включить без ошибок. А они весьма часты! Соединение конденсатора C_p с общей шиной вблизи каскада — источника, как на левой схеме рис. 8.2, отвечает расхожей рекомендации: заземлять все элементы, относящиеся к данному каскаду, в одной точке, но... Правильная организация связи — правая, где контур сопряжения не разорван неверным включением: ведь выходное напряжение пентодного каскада действует на выводах его нагрузки.

А если на месте первой лампы стоит не пентод, а триод, нагруженный на большое сопротивление? Его выходное напряжение действует уже между анодом и катодом. Потому развязка здесь, в принципе,

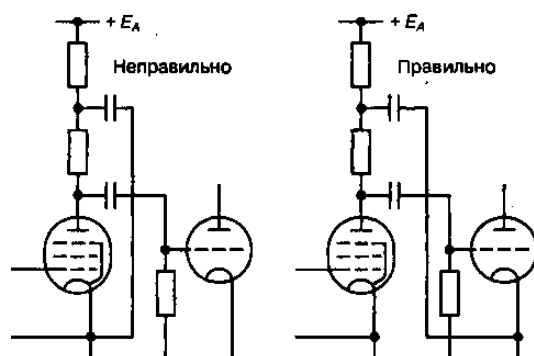


Рис. 8.2. Ошибка в подключении развязывающей цепи (слева);
правильное подключение (справа)

будет малоэффективна. Соответствующая цепочка окажется на деле дополнительным звеном фильтрации (что тоже бесполезно).

Когда не понимают необходимости проследить контур сопряжения, следствием оказываются даже просто лишние элементы. Не правда ли, вариант, изображенный на рис. 8.3 слева, кажется безусловной «классикой»? Вы сейчас удивитесь: включение, соответствующее правому варианту, даже сэкономило детали, а результат тот же.

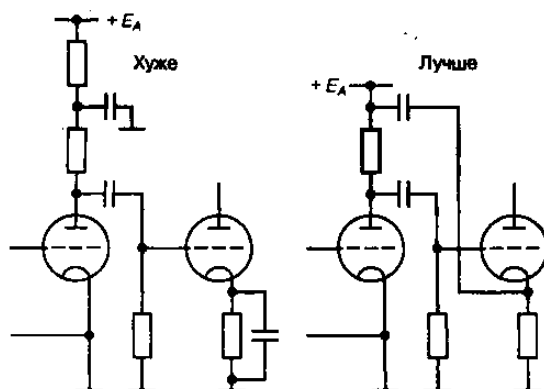


Рис. 8.3. Традиционная комбинация развязывающих элементов (слева);
необычно, но правильно (справа)

Дифференциальный усилитель снова выручил

Входы дифференциальной схемы прекрасно сопрягаются с любым источником сигнала, если снова не наделать ошибок. Второй ее вход обязательно надо связать со вторым полюсом напряжения источника!

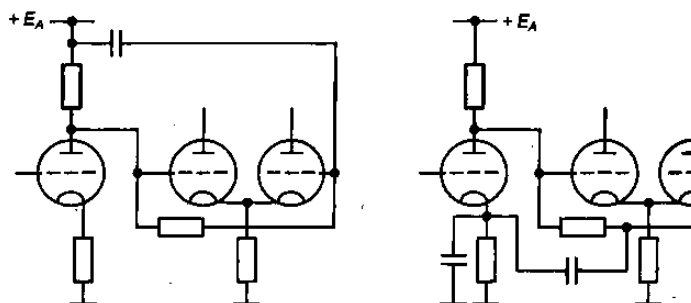


Рис. 8.4. Правильное подключение второго входа дифференциального каскада: ко второму выводу нагрузки (слева); к катоду триода (справа)

На левой схеме рис. 8.4 (высокое эквивалентное внутреннее сопротивление первого каскада) этим вторым полюсом является верхний вывод резистора нагрузки. На второй (низкое выходное сопротивление триода без ООС) — катод триода.

Индуктивная (трансформаторная) межкаскадная связь

Являясь в принципе защищенной, она с успехом применяется не только для резонансных, но и широкополосных схем, например, в виде междупламповых трансформаторов в низкочастотных усилителях. Но если первичная обмотка включена в анод триода, то, возможно, потребуется развязка, чтобы обмотка оказалась для сигнала включенной параллельно участку анод-катод (источнику сигнала), как на рис. 8.5. Для пентода этого не требуется.

Трансформатор может внести нежелательную частотную зависимость, которая вовсе не предусматривалась разработчиком. Ведь существуют паразитные емкости, образующие с обмоткой трансформатора резонансную систему.

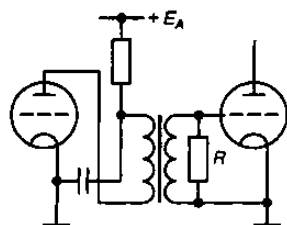


Рис. 8.5. Сопряжение каскадов междупламповым трансформатором

Подавление параллельного резонанса трансформатора в широкополосной схеме может быть обеспечено низкоомным выходом (триодного усилителя), и/или низкоомным входом следующего каскада (как на схеме). Для этого во всем диапазоне частот должно выполняться условие:

$$2\pi fL > R.$$

Между прочим, самый благоприятный режим работы для широкополосного трансформатора — близкий к короткому замыканию по выходу (например, вход преобразователя тока в напряжение).

При сопряжении каскадов с помощью трансформаторов приходится учитывать и коэффициент трансформации, если он отличен от единицы. Трансформатор поднимет усиление, если обмотка с большим числом витков обращена в сторону, где сопротивление выше.

Приведение помехи к сетке

Применением защищенных связей мы выводим помеху на шине анодного питания из контура сопряжения каскадов. Но не будет ли она воздействовать другим путем — например, на сами лампы?

В самом деле, воздействие напряжения помехи $u_{\text{ПА}}$ на анод эквивалентно воздействию на сетку помехового напряжения, в μ раз меньшего:

$$u_{\text{ПС}} = \frac{u_{\text{ПА}}}{\mu}.$$

Это — амплитуда помехи, приведенная к сетке. Таким образом можно оценить, приемлема эта величина или нет. Возможно, что для пентодного каскада (μ порядка нескольких тысяч) помеха окажется несущественной, а для триодного, да еще и высокочувствительного, потребуются ввести в цепь анодного питания дополнительное звено фильтрации.

Лучше антенна — хуже прием?

Владельцы ламповых аппаратов (особенно горожане) разочаровываются в возможности слушать передачи даже местных станций в диапазонах длинных, средних и коротких волн — треск, рокот мешают приему. И кажется совершенно необъяснимым, что подключение хорошей наружной антенны вместо суррогатной даже ухудшает дело...

Но никаких чудес тут нет. Рис. 8.6 показывает слева классическую схему подключения радиоприемника, так она и виделась в начальный период развития радио. На входные клеммы подаются высокочастотные колебания, наводимые между выводами антенны и заземления (оно заменяет второй полюс диполя). Чем больше высота антенны, чем качественнее заземление, тем лучше прием.

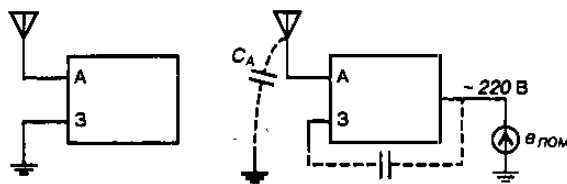


Рис. 8.6. Антенна и заземление на входе приемника (слева); роль противовеса выполняет электрическая сеть (справа)

С появлением аппаратов сетевого питания вдруг выяснилось, что они успешно работают и без «земли». Постепенно в общем сознании укоренилась иллюзия, что для радиоприемника требуется только лишь антенна, и более ничего.

Понятно, что на самом деле при таком включении — функцию **противовеса** (то есть второго полюса антенной цепи) выполняет питающая сеть. С ней связана и общая шина радиосхемы (шасси) — через емкости (паразитные или даже через специально установленные для этой цели).

Электрическая сеть, особенно в последние годы, является источником помех в широком диапазоне частот. Как видно из правого рисунка, эквивалентный генератор помех $e_{\text{пом}}$ по существу подключен к входу приемника через емкость антенны.

Вот потому-то подобные радиоустановки вроде бы принимают на короткий провод, но становятся неработоспособными при подсоединении полноценной антенны с большой емкостью. Перед нами — типичная паразитная связь через общую шину, но только замыкающаяся через «эфир».

Планета Земля и просто «земля»

Устройство хорошего заземления — это давний и классический способ решения описанных проблем. Если шасси заземлено (именно на настоящую землю!), то контур «сопряжения с эфиром» отсоединен от источника помех.

Увы, даже заземление не всегда эффективно, ведь в реальности провод заземления имеет ненулевое полное сопротивление, через которое все же просачивается помеха.

Именно поэтому в профессиональных ламповых приемниках применялись защищенные входные цепи с трансформаторной развязкой, где вывод заземления изолирован от шасси (корпуса). Здесь помехи

на линиях питания не могут проникнуть в сигнальный контур сопряжения.

Кстати, и бытовой приемник, антенная цепь которого имеет индуктивную связь с преселектором, вы можете несложно доработать для повышения помехозащищенности. Для этого достаточно отсоединить «нижние» концы антенных катушек от шасси и вывести на изолированную клемму «земли».

Интересно, что в такой системе уже не обязательно иметь присоединение именно к «планете Земля». Вполне достаточно противовеса, в качестве которого могут быть использованы провода или металлоконструкции, удаленные от электросетей: хотя бы металлическая крыша, ограждение балкона и т. п. (но только не системы защитного заземления электроустановок!).

«Земля» в УНЧ

В аудиоусилителях порой не удается полностью избавиться от фона переменного тока, пока не заземлишь шасси.

«Висящая в воздухе» общая шина (шасси, проводящий корпус) доставляет много неприятностей. Потому что на ней обязательно наводится интенсивная 50-герцовая помеха. В этом можно убедиться, коснувшись щупом осциллографа.

Для компенсации — точно такая же помеха должна присутствовать в высокоомных сигнальных цепях, а поскольку это маловероятно (паразитные емкости действуют по-разному), то возникает фон. Нередко этот фон возрастает, если коснуться рукой корпуса.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЕ АУДИОУСИЛЕНИЕ

— Вы довольны, месье? — спросил он. — Вы обратили внимание, какое чистое воспроизведение. Разве выступал не превосходный ансамбль?

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «КАЗИНО РУАЙЯЛЬ»

Режим класса А

В последующих Шагах мы будем рассматривать особенности каскадов усиления больших сигналов. Что значит — «больших»? Это означает, что амплитуды переменных напряжений и токов анода соизмеримы с постоянными составляющими этих напряжений (токов). Причем требуется обеспечить относительную линейность усиления.

Для этих случаев выбор режима ламп по постоянному току приобретает особое значение.



Правило.

Следует знать простое, но важное правило: в линейном каскаде амплитуда полезного тока анода меньше постоянной составляющей (тока покоя).

Если данное условие соблюдено, говорят о «режиме класса А» — это наиболее распространенный режим усиления.

Темой Шага будут усилители напряжения больших уровней, или драйверы, то есть каскады, служащие для раскачки усилителей мощности.

Резистивный драйвер и проблемы неискаженной передачи

Итак, нас будет интересовать, каким образом можно обеспечить максимально возможный диапазон выходных напряжений. Это важно, когда каскад используется как предоконечный, и надо обеспечить раскачку выходной лампы. Даже если амплитуды вроде бы хватает, запас

по диапазону амплитуд u_A иметь всегда полезно, так как он означает снижение искажений.

Вообще-то, чем выше сопротивление анодной нагрузки, тем большую амплитуду полезного сигнала можно в принципе снять с анода. Разумеется, этому увеличению есть разумные пределы.

Первое. В резистивном каскаде удвоенная амплитуда колебаний на анодной нагрузке, как ни крути, всегда будет меньше напряжения питания.

Второе. При возрастании R_A все больше будет сказываться влияние внешней нагрузки, подключенной через емкость (к примеру, сопротивления утечки сетки следующего каскада), которая и начнет лимитировать амплитуду.

Третье. Возможно, что рост постоянной времени негативно повлияет на воспроизведение высших частот спектра.

Строим нагрузочную прямую

Для каскада на триоде 6НЗП выберем напряжение анодного питания $E_A = 160 \text{ В}$. На семействе анодных характеристик триода проведем из точки E_A прямую с наклоном, соответствующим сопротивлению анодной нагрузки (на рис. 9.1 — 20 кОм). Ее называют нагрузочной прямой, по ней будет перемещаться рабочая точка лампы.

Рабочий диапазон на нагрузочной прямой ограничен: снизу — точкой $I_A = 0$, сверху — пересечением с характеристикой для $U_C = 0$. Его можно считать теоретически предельным. Но реальный рабочий диапазон, конечно, меньше: не стоит захватывать область малых анодных токов, это вызовет рост искажений. Значит, нижней границей рабо-



Рис. 9.1. Нагрузочная прямая на семействе характеристик лампы

чего диапазона будет пересечение с характеристикой для $U_c = U_{cmin}$, на рис. 9.1 выбрано $U_{cmin} = -4$ В.

Середина между $U_c = 0$ и $U_{cmin} = -4$ В определит режим покоя лампы, а именно: смещение -2 В и ток покоя $2,5$ мА. По нагрузочной прямой находим максимальные значения: удвоенной амплитуды анодного напряжения (85 В) и анодного тока ($4,3$ мА). Амплитуда напряжения на сетке до 2 В.

«Клирфактор»

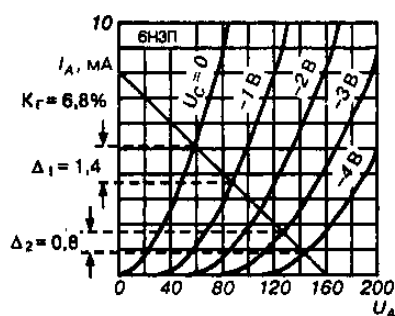


Рис. 9.2. Ко оценке коэффициента нелинейных искажений

Почему мы упомянули «удвоенную» амплитуду напряжения и тока, а не попросту — амплитуду? Дело в том, что колебания тока и напряжения в анодной цепи лампы будут искажены. По рис. 9.1 хорошо видно, что, например, величина «верхней» полуволны анодного тока составляет $2,6$ мА, а «нижней» — $1,7$ мА: правильные колебания, поданные на сетку, на аноде сделаются несимметричными.

Если анодные характеристики достаточно точны, можно попытаться оценить величину искажений (по терминологии, пришедшей из зарубежной литературы — клирфактор). Возьмем отрезки (расстояния между смежными характеристиками) на двух концах рабочего диапазона: Δ_1 и Δ_2 , как показано на рис. 9.2.

Коэффициент второй (наибольшей) гармоники:

$$K_r = \frac{\Delta_1 - \Delta_2}{4(\Delta_1 + \Delta_2)}.$$

Один из путей уменьшения искажений — использовать не полный рабочий диапазон, а лишь его часть: исключить заход в область малых токов. Для чего, как мы уже упоминали, всегда полезно иметь запас по диапазону напряжений.

Знакомимся с динамической характеристикой

Особенность триодных каскадов в том, что уровень нелинейных искажений зависит от анодной нагрузки. Для триодов вводят поэтому

понятие динамической анодно-сеточной характеристики (то есть с учетом нагрузки). Из рис. 9.3 видно: динамическая характеристика явно более линейна, чем статическая. В этом проявляется действие присущей триоду внутренней отрицательной обратной связи (которая тем больше, чем меньше μ).

Мы уже отмечали, что чем больше величина нагрузки (по сравнению с R_i триода), тем ближе усиление каскада к постоянному параметру μ , а, значит, — тем линейнее характеристика. Разумеется, важно именно динамическое сопротивление нагрузки. Продвинутые конструкторы аудиоаппаратуры нагружают триод драйвера даже на полупроводниковый генератор постоянного тока. Для такого случая нагрузочная прямая на семействе анодных характеристик пойдет горизонтально.

Для тетрода, пентода — по понятным причинам динамическую характеристику не вводят. Впрочем, для мощных ламп с невысоким значением R_i также можно попытаться оптимизировать нагрузку, добиваясь снижения искажений...

Тем не менее, примененный в драйвере пентод, как правило, покажет больший уровень искажений. Впрочем, в пентодном каскаде можно обеспечить эффективную линеаризацию применением отрицательной обратной связи.

Внешняя нагрузка...

Никогда нельзя забывать, что нагрузка — не только та, что в аноде. Параллельно ей практически всегда действует вход следующего каскада, хотя бы в виде сопротивления утечки сетки, подключенного через емкость. Сопротивление нагрузки может оказаться весьма небольшим, например, если окончательный каскад работает с сеточными токами.

Наличие внешней нагрузки уменьшит, естественно, выходное напряжение, а вместе с тем — и рабочий диапазон выходных напряжений.

Предположим, проведен расчет схемы (рис. 9.4) на «холостом ходу», в результате которого получено максимальное значение амплитуды на аноде u_{Amax} . При учете внешней нагрузки R_H — и коэффици-

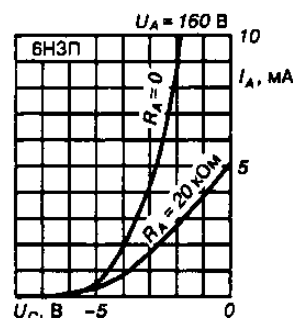


Рис. 9.3. Статическая и динамическая анодно-сеточные характеристики триода

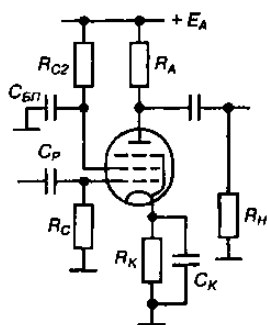


Рис. 9.4. Внешняя нагрузка пентодного усилителя

ент усиления, и предельная амплитуда снизится пропорционально соотношению между R_A и $R_A R_H / (R_A + R_H)$. Никаким увеличением входного сигнала — выходной повысить не удастся: он начнет ограничиваться. Однако само по себе присоединение внешней нагрузки на искажения сигнала в пентоде не повлияет, так как не изменит анодно-сеточной характеристики пентода.

Однако для триода дело обстоит совсем иначе.

... и перегрузка!

Мы помним, что триод чувствителен к нагрузке. При уменьшении результирующего сопротивления нагрузки мы переходим к новой динамической анодно-сеточной характеристике, амплитуда тока анода (при прежнем значении u_C) возрастает. А ток покоя остается прежним! Неприятная неожиданность: искажения из-за перегрузки триодного драйвера.

Пусть в усилительном каскаде на триоде 6НЗП с напряжением питания 200 В и анодным резистором $R_A = 68 \text{ кОм}$ установлен режим с током покоя анода 1,3 мА. При $u_C = 3 \text{ В}$ амплитуда переменной составляющей тока около 1,1 мА, и с анодной нагрузки на холостом ходу удастся снять $u_A = 60 - 80 \text{ В}$. Все это хорошо видно из рис. 9.5, где на семействе анодных характеристик проведена нагрузочная прямая.

Подключим внешнюю нагрузку $R_H = 27 \text{ кОм}$ через разделительную емкость. Теперь нагрузочная прямая пошла круче: она проходит через

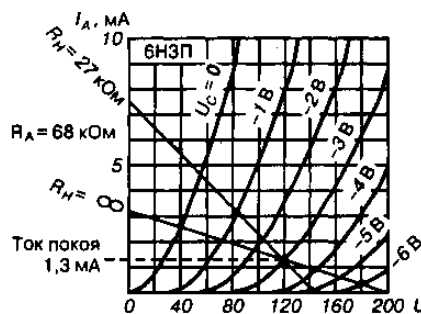


Рис. 9.5. Так возникают искажения в триодном каскаде при подключении нагрузки

ту же самую рабочую точку (ведь R_H не влияет на режим по постоянному току), но наклон ее соответствует 19 кОм (результат параллельного соединения 68 и 27 кОм). Хорошо видно, что уже при амплитуде входного напряжения свыше двух вольт неизбежно ограничение передаваемого сигнала, а с нагрузки удастся снять не более 20 В.

В книгах можно встретить рекомендации не использовать завышенные сопротивления анодной нагрузки для триодных драйверов. Это правильно. Но не потому, что «лампа работает на криволинейном участке характеристики» (у нее других и нет). А потому, что не хватает тока покоя для обеспечения режима А.

Вернитесь теперь к рис. 4.3 — схеме предвыходного каскада приемника «Родина». Разработчики хотели исключить подмагничивание трансформатора с большим числом витков... Но в свете того, о чем здесь говорилось, схема просто чудовищна. Ничтожный постоянный ток экранной сетки, служащей анодом, гарантирует искажения, особенно на низких частотах.

Кстати, данный сюжет стоит осветить подробнее.

Трансформаторы и дроссели в драйвере

Помимо резистивных каскадов, находят некоторое применение и драйверы с трансформаторной нагрузкой, реже — с дроссельной. Основной смысл их применения очевиден: можно добиться, по меньшей мере, вдвое большей амплитуды выходного сигнала.

Что касается недостатков (или, деликатнее, «проблем»), то об этом отчасти было, отчасти еще будет сказано.

Главное — не ошибиться с выбором тока покоя каскада: должно быть обеспечено условие режима А. Занижение тока ведет к неизбежным искажениям. Рассмотрим конкретный пример.

На схеме (рис. 9.6) драйверный триод должен раскачать лампу 6С33С. При расчетном напряжении на ее аноде $u_A = 200\text{ В}$ и $\mu = 3$ — амплитуда напряжения на сетке должна достигать $u_C = 200/3 \approx 70\text{ В}$. Рабочий диапазон частот $40\text{ Гц} — 15\text{ кГц}$.

Ток внешней нагрузки драйвера будет ответвляться, во-первых, в резистор утечки сетки. Эту составляющую подсчитать легко: $i_R = 70/220 = 0,32\text{ мА}$.

Во-вторых, определенный ток будет уходить во входную емкость оконечной лампы. Тот, кто поспешит заключить, что эта емкость просто берется из паспорта 6С33С ($C_{вх} = 30\text{ нФ}$) — ошибется: стоит вернуться к Шагу 7. Принимая, что коэффициент уси-

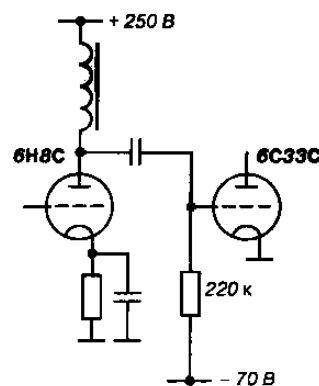


Рис. 9.6. Дроссельная нагрузка в драйвере

ления с сетки на анод равен 3 и считая его чисто действительным (нет поворота фазы), получаем (с учетом эффекта Миллера при $C_{пр} = 30 \text{ пФ}$) правильное значение:

$$C_{вх.экв} = C_{вх} + C_{пр}(1+3) = 150 \text{ пФ!}$$

На частоте 15 кГц емкостное сопротивление будет 70 кОм . Входной емкостный ток составит $70/70 = 1 \text{ мА}$.

Что делать с этими двумя составляющими, сложить? Теоретически, они суммируются **квадратурно**, поскольку имеют фазовый сдвиг 90 градусов. Но ради запаса — не возбраняется просто просуммировать. То есть результирующий ток внешней (для драйвера) нагрузки достигает $1,3 \text{ мА}$ на верхней частоте диапазона. Не так-то уж и много...

Но есть еще и нижняя частота, на которой потребуются учесть ток дросселя. На частоте 40 Гц реактивное сопротивление обмотки дросселя с индуктивностью 40 Гн составит 10 кОм . Индуктивный ток с частотой сигнала довольно велик — 7 мА .

Значит, ток покоя драйверной лампы должен быть заведомо больше этой величины, например, 10 мА . Применить здесь менее мощную лампу 6Н9С явно не удалось бы.

Динамическая нагрузка и мода

Эту схему (рис. 9.7) можно увидеть сейчас нередко, она в моде. Идея, нередко декларируемая в связи с ней: по возможности увели-

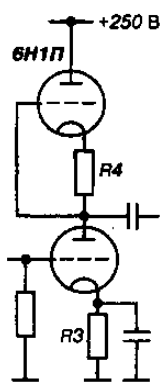


Рис. 9.7. Модная схема с «динамической нагрузкой»

чить анодную нагрузку для триода, избежав при этом необходимости соответственно снижать анодный ток лампы (либо увеличивать напряжение питания). Сейчас мы увидим, что в этом рассуждении ошибка.

Конечно, лампы ставят здесь в одинаковый режим ($R3 = R4$), чтобы напряжение анодного питания распределялось на них поровну, в данном случае — по 125 В на каждой.

Для нижнего триода — верхний является динамической нагрузкой, его эквивалентное сопротивление равно $R_{i3} = \mu r_k$. Много это или мало?

Выберем для 6Н1П паспортный ток $7,5 \text{ мА}$. При напряжении на аноде 125 В потребуется $R3 = 200 \text{ Ом}$. $S = 4,45 \text{ мА/В}$, $\mu = 35$.

Тогда для верхнего триода:

$$r_k = 0,2 + 1/4,45 = 0,42 \text{ кОм.}$$

$$R_{\Sigma} = 15 \text{ кОм.}$$

Но на обычном резисторе такой величины при токе 7,5 мА падало бы 112 В — даже меньше, чем на «динамической нагрузке». Получается, никакого смысла в усложнении не было?

Смысл есть!

Выходная вольтамперная характеристика триода с катодным смещением (штриховая линия на семействе характеристик рис. 9.8) мало отличается от характеристики обычного линейного сопротивления. Точнее, отличается в «худшую» сторону, имея некоторый изгиб в нежелательном направлении, вот почему обычный резистор оказался даже лучше. Как выражаются специалисты, внутреннее сопротивление такой лампы близко к ее сопротивлению для постоянного тока U_A/I_A .

Для заявленной цели «динамической нагрузки» мог бы послужить, пожалуй, только каскад с катодной стабилизацией, реализованный, к примеру, включением в цепь сетки верхнего триода батарейки положительного смещения E_{CM} (вторая штриховая линия).

Возможно и применение пентода, только включенного по схеме пентодного повторителя.

Тем не менее, модная схема дает положительный эффект, только иным путем. Линейность усиления обеспечивается компенсацией искажений. Все просто: коэффициент усиления равен здесь (при одинаковых лампах) $SR_1/2 = \mu/2$, то есть не зависит от тока.

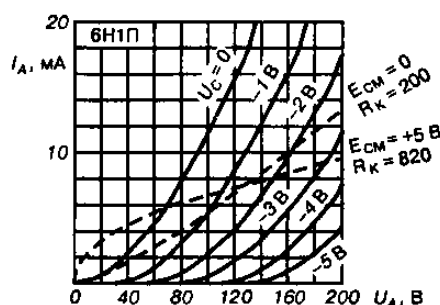


Рис. 9.8. Вольтамперные кривые «динамических нагрузок»

Необычный катодный повторитель

Продвинутые разработчики используют схему (рис. 9.7) несколько в другом виде, когда выходной сигнал снимается с катода верхнего

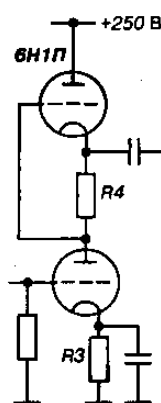


Рис. 9.9. Схема с необычным «катодным повторителем»

триода (рис. 9.9). Будто бы при этом конфигурация катодного повторителя обеспечивает низкое выходное сопротивление.

Хотя, как кажется, повторитель здесь какой-то странный — да и есть ли он на самом деле?

Предположим, нижняя часть имеет высокое внутреннее сопротивление (к примеру, это пентод). Тогда входным сигналом для верхнего триода будет падение напряжения от анодного тока на R_4 , оно действует между сеткой и катодом, следовательно, никакого повторителя тут нет. Сопротивление нагрузочного триода равно просто R_4 . С «мнимыми» повторителями мы уже встречались!

Противоположная ситуация: допустим (каким-то чудом) сопротивление нижнего триода с анода очень низкое. Вот тогда действительно налицо катодный повторитель: входное напряжение для верхнего триода действует относительно земли, а нижний конец катодного резистора в идеальном повторителе может быть присоединен куда угодно (вспомните рис. 6.13). Здесь выходное сопротивление равно $1/S$.

Понятно, что на самом деле будет некая промежуточная ситуация, но близкая к первой; хитрое включение снизит выходное сопротивление всего лишь примерно вдвое. Разумеется, и двукратное снижение может быть плюсом.

Впрочем, рассмотренные модные конфигурации имеют еще одно несомненное достоинство: «высоким классом» схемотехники они оказывают неизгладимое впечатление на профанов.

Положительная обратная связь?

Вопрос.

Попалась схема усилителя для наушников (рис. 9.10). В описании сказано, что выходной каскад здесь по схеме «каскадного повторителя»...

Назвать можно как угодно.

Вопрос.

Однако пишут, что здесь образуется местная ПОС...

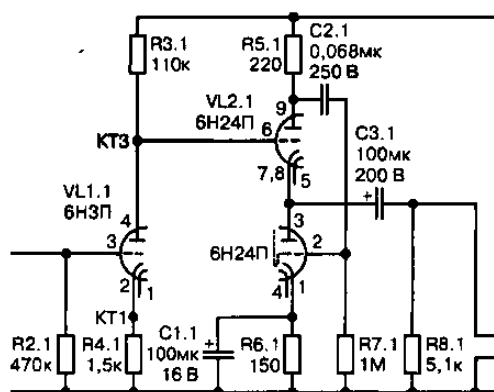


Рис. 9.10. Схема с «положительной обратной связью»
(в действительности — с отрицательной)

Это недоразумение. Представлен повторитель с общей отрицательной обратной связью через дополнительный (нижний) триод. Разумеется, такая двухламповая схема превосходит обычный повторитель: выходное сопротивление ее ниже.

Вопрос.

Написано, что и коэффициент передачи каскада увеличен.

Да, в смысле — более близок к единице. Дело не в «увеличении», конечно, оно никому не нужно. А в большей линейности.

Вопрос.

Но откуда взялась мысль, что здесь положительная обратная связь? Хотя я понимаю, что связь с анода на сетку никак не может быть положительной...

Начнем с того, что отрицательная обратная связь призвана стабилизировать ток верхнего триода (резистор R5.1 служит датчиком тока). Впрочем, она слаба — по причине недостаточного усиления (равного всего 3). И лишь несколько линеаризует схему.

Внутренняя механика здесь такова, что изменения анодного тока нижнего триода отчасти компенсируют ток нагрузки. Таким образом, катодный повторитель работает на более высокое динамическое сопротивление, то есть в более благоприятном режиме.

Вопрос.

Причем же тут ПОС?

Просто нижний триод здесь в каком-то смысле эквивалентен отрицательному сопротивлению: действуя параллельно нагрузке, он не понижает, а повышает общее сопротивление.

Мои триоды

Продолжаем кратко характеризовать некоторые типы ламп старых популярных серий.

6Н7С — это мощный двойной триод с объединенными катодами, аналог американской 6N7. В юности я построил УНЧ (собственной разработки, конечно!) с двухтактным оконечным каскадом на такой лампе. Результат был посредственным: я тогда не понимал, что лампа предназначена для усиления мощности только в режиме B_2 (с сеточными токами, без смещения). Ни для каких других целей она непригодна.

Не подойдет она и в качестве мощного драйвера режима А: «правая» характеристика не позволит задать достаточно большой анодный ток. Попросту говоря, в настоящее время этим лампам вряд ли можно отыскать разумное применение.

6Н8С — двойной триод с невысоким значением статического коэффициента усиления ($\mu = 20$). Находит применение в каскадах предварительного усиления низкой частоты, особенно предвыходных, с увеличенными токами и с большими амплитудами сигналов (сравнительно низкое внутреннее сопротивление способствует малым искажениям). Является аналогом американской 6SN7. Лампа широко распространена, в частности, потому, что в неопишемом количестве выпускалась для триггеров первых ламповых вычислительных машин.

6Н9С (аналог 6SL7) — двойной триод с высоким значением статического коэффициента усиления ($\mu = 70$). В одиночном каскаде триод обеспечивает усиление по напряжению втрое большее, чем 6Н8С. Его хорошо использовать в первых ступенях усилителей — при небольших анодных токах и слабых сигналах. Ее приобретение ее также не является проблемой.

6С2С — низкочастотный одиночный триод (а точнее, тетрод, включенный внутри триодом). Является близким аналогом одной половинки 6Н8С, но обладает несколько более гладкой характеристикой. Это довольно редкая лампа. Выпускался похожий по параметрам триод 6С5, аналог американской 6С5.

6Ф5 — триод, аналог 6F5, с высоким значением статического коэффициента усиления ($\mu = 100$). Лампа редкая, применялась в первых

предвоенных супергетеродинах на октальных лампах, а также в приемнике УС-1 военных лет. Отыскать ее можно только в коллекциях. Впрочем, выпущенный позднее двойной диод-триод **6Г2** (он же **6SG7**) имеет в своем составе точно такой же триод, как **6Ф5**.

Если упомянули **6Г2**, то логично вспомнить ее устаревший прототип **6Г7** (**6G7**). Существовали похожие лампы **6Г1** (**6SR7**), с триодами с низким μ — это уже полная экзотика.

КЛАССИКА ТЕТРОДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Эти ужасные азиатские мелодии вечно передают в угоду кулакам из диких окраинных республик. Почему бы не поставить что-нибудь культурное? Современный джаз, например, или что-то из классики.

Но эта вещь была отвратительной. Хуже того: она была старомодной.

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «Из России с любовью»

Рассматриваем энергетику для режима А

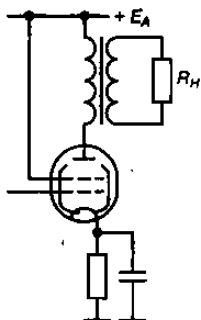


Рис. 10.1. Однотактный
тетродный
усилитель мощности
с трансформатором

Пусть трансформаторный оконечный каскад рис. 10.1 имеет в режиме покоя анодный ток I_A , напряжение анодного питания E_A . Мощность, потребляемая от источника питания: $E_0 = E_A I_A$. Практически вся эта мощность рассеивается анодом лампы.

В режиме усиления каскад отдает полезную мощность $P_{\text{вых}} = \frac{u_A i_A}{2}$, где, напомним, u_A и i_A — амплитудные значения напряжения и тока. Средний ток, потребляемый от источника питания (а значит, и мощность), не изменяется, а мощность, рассеиваемая на аноде, снижается на величину $P_{\text{вых}}$.

Эти элементарные соотношения надо помнить.

Нужно ли «согласование» с нагрузкой?

Возможно, не каждый поймет, почему поставлен в кавычки столь привычный термин. Многие так и уверены, что выходные транс-

форматоры следует рассчитывать исходя из критерия согласования сопротивлений, ведь, «как всем известно», это обеспечивает наилучшую отдачу мощности в нагрузку.

Как ни странно, это мнение ошибочно, что мы и покажем на примере расчета оконечного каскада на лампе 6П6С для получения скромной выходной мощности 1 Вт. Примем сопротивление акустической системы 8 Ом. Внутреннее сопротивление лампы 6П6С по паспорту — 52 кОм, оно же соответствует выходному сопротивлению каскада. Соотношение сопротивлений источника и нагрузки — 6500 : 1.

Трансформатор преобразует сопротивления в соответствии с квадратом коэффициента трансформации. Исходя из критерия согласования сопротивлений, соотношение числа витков должно быть взято 80,6 : 1 (так как $\sqrt{6500} = 80,6$).

Очевидно, что выходная мощность 1 Вт при 8-омной нагрузке отвечает следующему: $u_H = 4 \text{ В}$, $i_H = 0,5 \text{ А}$ ($P_{\text{вых}} = \frac{4 \cdot 0,5}{2} = 1$). С учетом коэффициента трансформации, получаем для амплитуд в анодной цепи: $u_A = 322 \text{ В}$, $i_A = 6,2 \text{ мА}$.

Но столь высокую амплитуду напряжения — 322 В — получить с каскада на 6П6С не удастся, и в этом все дело! Допустим, что напряжение анодного питания 250 В, полезная амплитуда, скажем, 190 В, ток $190/52 = 3,65 \text{ мА}$. Реальная выходная мощность — при «правильном» согласовании — получается всего 0,34 Вт...

Позорный результат, учитывая, что лампа 6П6С способна отдать во много раз большую мощность. А теперь разберемся, как правильно подходить к расчету.

Остаточное напряжение оконечной лампы

На семействе анодных характеристик 6П6С выберем характеристику, соответствующую $U_C = 0$, и отметим на ней точку, левее которой кривая начинает заметно спадать (к примеру, т. А на рис. 10.2). Соответствующее анодное напряжение называют остаточным, в данном случае — $U_{\text{ост}} = 60 \text{ В}$. Ему соответствует максимальное значение анодного тока: $I_{A_{\text{max}}} = 97 \text{ мА}$.

При известном напряжении питания $E_A = 250 \text{ В}$ выберем ток покоя. Для чего отметим характеристику, соответствующую уже весьма малым токам анода, пусть она будет для $U_C = -20 \text{ В}$. Предельный размах колебаний на сетке (удвоенная амплитуда) — от 0 до минус 20 В,

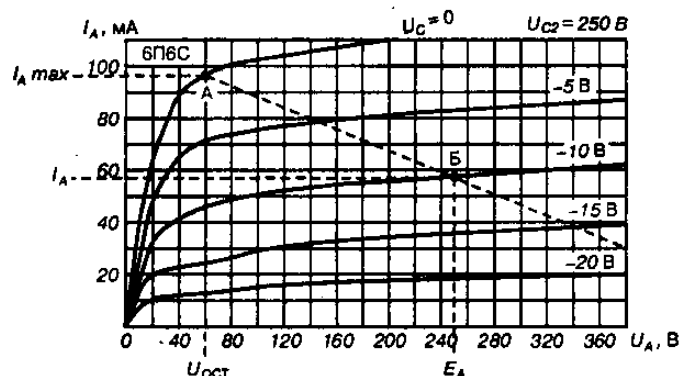


Рис. 10.2. Построения на семействе характеристик тетрода

оптимальное смещение должно быть посередине этого диапазона ($U_{см} = -10\text{ В}$), ток покоя $I_A = 57\text{ мА}$, получили точку Б, соответствующую режиму покоя.

Рассчитываем мощность в нагрузке

Проведем прямую через А и Б, она и будет оптимальной нагрузочной прямой.

В отличие от резистивного усилителя, здесь в режиме покоя к аноду лампы приложено практически полное напряжения питания, а при подаче сигнала — анодный потенциал будет колебаться относительно этого значения.

Наклон нагрузочной прямой соответствует сопротивлению нагрузки, приведенному к первичной цепи трансформатора, его

нетрудно вычислить: $\frac{250 - 60}{97 - 57} = 4,75\text{ кОм}$.



Примечание.

Заметьте: вдесятеро меньше, чем по критерию «согласования»!

Оптимальный коэффициент трансформации: $n = \sqrt{\frac{4750}{8}} = 24$.

Амплитуды токов и напряжений для выходной мощности 1 Вт , пересчитанные через коэффициент трансформации: $u_A = 96\text{ В}$, $i_A = 20,8\text{ мА}$.

В принципе, лампа может отдать и большую мощность. Предельную амплитуду анодного напряжения можно оценить как $E_A - U_{ост} = 190\text{ В}$, тока анода — как $i_{A\max} - I_A = 40\text{ мА}$. Это даст выходную мощность $3,8\text{ Вт}$.

Допустимые значения напряжений и токов

Проведенный расчет нельзя считать законченным: надо убедиться, что не превышены предельно допустимые значения для выбранной лампы.

Первое. Убеждаемся, что не превышена максимально допустимая мощность, рассеиваемая на аноде в режиме покоя. У нас $P_0 = E_A I_A = 250 \cdot 0,057 = 14,2 \text{ Вт}$, что превышает допустимые $13,2 \text{ Вт}$ для 6П6С. Значит, следует увеличить отрицательное смещение, немного снизив ток покоя (например, до 50 мА). Напомним, что в режиме пикового сигнала мощность, рассеиваемая на аноде, только уменьшится.

Второе. Убеждаемся, что не превышен максимально допустимый ток анода. У нас пиковый ток: $I_{A\text{max}} = 97 \text{ мА}$. В данных на 6П6С приведен максимальный ток эмиссии катода — 100 мА . Ток катода складывается из токов анода и второй сетки ($7,5 \text{ мА}$ по паспорту). Превышение? Но если мы снизим ток покоя, то, пожалуй, и тут будет норма.

Третье. Убеждаемся, что не превышено максимально допустимое напряжение на аноде. Для выходной мощности 1 Вт это $E_A + u_A = 250 + 96 = 346 \text{ В}$, что меньше допустимого для лампы (350 В). На практике и превышение допустимого анодного напряжения в пике — не считают большой бедой, такое превышение имеет место во многих промышленных разработках.

Выходное сопротивление и демпфирование

В обычном усилительном каскаде выходное сопротивление с анода равно R_i , а с выхода вторичной обмотки трансформатора — R_i/n^2 .

Однако не стоит забывать две вещи.

Первое. Внутреннее сопротивление лампы R_i не является постоянной величиной, ведь оно обратно пропорционально крутизне, а значит, зависит от тока. По анодным характеристикам это отлично видно.

Второе. Если в катоде включен резистор ООС (катодного смещения, не зашунтированный конденсатором), выходное сопротивление возрастет, как указывалось ранее.

А к чему следует стремиться для окончательного каскада низкочастотного усилителя? По теории, обеспечение постоянного звукового давления на всех частотах диапазона требует питания звуковой катушки неизменным током. Отсюда выходное сопротивление желательно

иметь как можно выше. В таком режиме и работают обычно оконечные каскады на тетродах и пентодах.

Однако в современной аудиотехнике принято, чтобы, наоборот, выходное сопротивление на клеммах усилителя было значительно меньше сопротивления подключаемой нагрузки. Почему?

Первое. Это обеспечивает эффективное электрическое демпфирование подвижной системы громкоговорителей.

Второе. Современная многополосная акустика с разделительными фильтрами конструируется именно под такой режим питания.

Между прочим, сочетание усилителя с низким выходным сопротивлением и трансформатора имеет свои минусы. Этот вопрос нам еще предстоит обсуждать.

Параллельное включение ламп

Его используют, когда требуется увеличить выходную мощность каскада, реже — чтобы снизить выходное сопротивление. Расчеты здесь очень просты: выходная и потребляемая мощности увеличиваются соответственно числу запараллеленных ламп, но только при условии, что и сопротивление нагрузки будет уменьшено во столько же раз. На практике, при том же самом сопротивлении нагрузки, потребуется соответственно пересчитать коэффициент трансформации. Например, при запараллеливании двух ламп — число витков первичной обмотки снижается на 30 %.

Между прочим, запараллеливание ламп (если оно имеет целью повысить мощность) не приведет к снижению выходного сопротивления усилителя. А если, наоборот, ставится цель снизить выходное сопротивление (трансформатор тогда не пересчитывается), то увеличения мощности не будет.

Нужен ли «антипаразитный» резистор?

Лампа с высокой крутизной и хорошими частотными свойствами, применяемая в УНЧ, изредка (при неудачном монтаже) может самовозбуждаться на подходящих к панельке проводах, как на двухпроводной линии. Частота паразитной генерации будет составлять сотни мегагерц.

Включение последовательного «антипаразитного» резистора в сеточные цепи ламп не принесет вреда (впрочем, чаще всего, не принесет и пользы).

Катодный повторитель и реактивный ток

Время от времени реанимируется идея поставить окончательный каскад низкочастотного усилителя в конфигурацию катодного повторителя — ведь это, казалось бы, должно обеспечить низкое выходное сопротивление и заодно малые искажения.

Странно, но каждый раз реализация идеи разочаровывает. Почему — разобраться будет полезно. Хотя первая причина очевидна: требуется очень высокое напряжение раскачки на сетке, амплитуда его должна приближаться к напряжению анодного питания выходного каскада. А иначе выходная мощность получится крайне низкой. Реально этого можно достичь, пожалуй, только если после предоконечного каскада поставить повышающий трансформатор.

Интереснее разобрать другую проблему повторителя с трансформатором на выходе: появление специфических искажений в нижней части диапазона усиливаемых частот.

Первичную обмотку выходного трансформатора можно рассматривать как эквивалент параллельного соединения: трансформированного сопротивления нагрузки и индуктивности обмотки.

При уменьшении частоты — индуктивный ток (сдвинутый по фазе относительно тока через активную нагрузку) нарастает, и, наконец, нарушается условие режима А для результирующего тока: возникает отсечка. Здесь проявляется неспособность схемы с ООС (каковой является катодный повторитель), да и вообще схемы с низким выходным сопротивлением — плавно снизить усиление при уменьшении модуля полного сопротивления нагрузки. Так, как это происходит в тетроде с анодной нагрузкой.

Вот хорошая иллюстрация поведения линейных схем с отрицательными обратными связями: на границах своих возможностей они выходят из линейного режима. Нам еще предстоит заняться этим детальнее. Кстати, будет развеяна ходячая иллюзия, что низкое выходное сопротивление окончательного повторителя позволяет якобы подключать к нему нагрузку с меньшим сопротивлением.

Зачем параллельный конденсатор?

В любой схеме старого радиоаппарата первичная обмотка выходного трансформатора звука зашунтирована конденсатором (в среднем 5000 пФ). В современных схемах аудиоусилителей такого конденсатора не встретишь... В чем тут дело?

Звуковой трансформатор приемника, усилителя — работает в очень широком диапазоне частот: как правило, до 100-кратного и даже выше. В этих условиях трудно не заполучить проблемы.

У любого трансформатора имеется паразитная **индуктивность рассеяния**, вызванная неидеальной связью обмоток по магнитному потоку. В дешевых трансформаторах она выше.

Этот нежелательный фактор вызывает возрастание полного сопротивления первичной обмотки с ростом частоты. В оконечном каскаде на пентоде, тетроде это может повлечь его перегрузку (уход в ограничение) с неизбежными искажениями. Блокировочный конденсатор призван выровнять частотную зависимость сопротивления.

Дорогостоящие трансформаторы современных аппаратов класса Hi-Fi и Hi-End специально выполняются с очень низкой индуктивностью рассеяния. Кстати, в триодных каскадах возрастание сопротивления анодной цепи не так опасно — оно просто вызовет спад частотной характеристики. Потому и нужды в таком конденсаторе нет.

А любители, собирающие дешевые и простые аппараты, не ставят блокировочный конденсатор по невежеству, бездумно ориентируясь на топовые конструкции.

Мои оконечные лампы

6П3С — классика оконечного низкочастотного усиления. Но применяли ее и в передатчиках, например, в танковой радиостанции 10РТ. Несмотря на почтенный возраст этого лучевого тетрода, он не представляется устаревшим!

Мой детский эксперимент по установке на место 6П3С ее американского прототипа 6L6 окончился ощутимым ударом тока при прикосновении к стальному баллону. Оказалось, на первой (незадействованной в 6П3С) ножке панельки магнитофона «Днепр-10» сидело 300 вольт — ее использовали просто как монтажный лепесток! Это напряжение и попало на баллон.

Выпускается лампа **6П3С-Е** на плоской ножке — считается повышенной надежности. На таких (взятых из ЗИПа радиолокатора) я как-то раз сделал двухтактный усилитель, и очень неплохой.

Г-807 (аналог американской 807) — по сути дела, та же самая 6П3С, но рассчитанная на более высокие анодные напряжения, и потому имеющая вывод анода наверх баллона. Известным ее недостатком является нестандартный американский цоколь. Г-807 годится разве

что для передатчиков, для аудиоусилителей в ней особого смысла нет.

6П7С — вариант Г-807 с нормальным октальным цоколем. Лампа разработана для применения в телевизорах, но как-то оказалась не слишком удачной, и распространена мало.

6П6С (6V6GT) — лампа сходной с 6П3С конструкции на меньшую мощность. В своей экологической нише — отличная лампа, притом на редкость экономичная по накалу: у пальчикового аналога 6П1П потребление больше. 6П3С и 6П6С — и посейчас не дефицит.

6Ф6С — устаревший оконечный пентод, аналог американской 6F6. Его характеристики явно хуже 6П6С, а потребление по накалу выше. Однако звучание этой лампы кому-то может понравиться больше!

Выпускался компактный вариант **6Ф6М1** — для военной аппаратуры. То, что сказано о качестве звука, к этой разновидности уже не относится.

4П1Л — прямонакальный пентод «локтадь» для оконечных каскадов портативных передатчиков на мощность порядка четырех ватт. Но находятся любители, экспериментирующие с ним применительно к аудиоусилению!

СО-257 — легендарный пентод батарейного питания. Применялся в передатчиках военных лет (в том числе — в таких знаменитых, как «Север», РБМ, А-7-А), отдавая выходную мощность 1 Вт.

6П9 (6AG7) — оконечный пентод с высокой крутизной 11 мА/В. Это лампа для широкополосных усилителей, телевизоров и т. п. Хотя находила применение в радиолюбительских конструкциях наподобие «УНЧ на одной лампе».

ПРОБЛЕМЫ ТРИОДНЫХ ОКОНЕЧНЫХ КАСКАДОВ

Бонд подошел к проигрывателю и взял в руки пластинку. Это был Джордж Фейер в сопровождении ритм-секции. Он взглянул на номер и запомнил его: Vox 500. Посмотрел на оборотную сторону, и, пропустив «La Vie En Rose» (с которой были связаны нелегкие воспоминания), поставил иглу на начало «Avril an Portugal».

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «БРИЛЛИАНТЫ ВЕЧНЫ»

Проблема остаточного напряжения

Оконечные усилители на триодах стали особенно актуальными применительно к ламповому Hi-End. Этому есть ряд причин. В общем, с триодами можно получить меньшие искажения сигнала — за счет эффекта «динамической характеристики». К тому же невысокое внутреннее сопротивление триодов обеспечивает и низкое выходное сопротивление усилителя, что считается преимуществом.

Однако обращение к триодам возвращает проблему, о которой (с распространением тетродов и пентодов) на время подзабыли. Имеется в виду плохой КПД триодного усилителя, вызванный трудностью получения низкого остаточного напряжения на аноде.

Рис. 11.1 представляет характеристики лучевого тетрода 6П6С уже в триодном включении: экранная сетка соединена с анодом. Для уже известного режима (напряжение питания $E_A = 250$ В и ток $I_A = 50$ мА) построена нагрузочная характеристика, соответствующая сопротивлению 4,75 кОм.

Мы видим, что напряжение анода никак не может снизиться менее 170 В, значит, максимальная неискаженная амплитуда анодного напряжения будет всего 80 В, выходная мощность 0,67 Вт. Это значительно меньше, чем в тетродном включении.

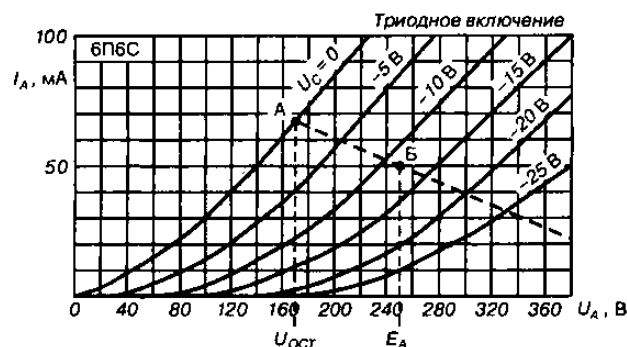


Рис. 11.1. Построения на семействе характеристик триода

Как нам быть с триодом?

Проблема КПД триодного усилителя, в общем-то, не является неразрешимой. Имеется даже несколько путей борьбы с указанным недостатком. Кто-то заметит: много способов, это наверняка означает — ни одного бесспорного. И будет, конечно, прав.

Первый способ, он же и самый простой: смириться с тем, что есть. В идеологии Hi-End энергетический КПД это еще не самое важное. Не хватает мощности — значит, выбрать более мощную лампу, или соединить несколько ламп в параллель.

Впрочем, рассмотрим другие пути.

Работаем с токами сетки

Оценки возможностей триодных усилителей исходили из недопустимости подачи на управляющую сетку положительных напряжений, но это совсем не догма. Если мы приведем полное семейство анодных характеристик триода, с учетом и положительных U_C (рис. 11.2), то увидим, что они даже лучше, чем характеристики пентода, подходят для получения высоких выходных мощностей.

Ламповые усилители мощности с рекордно высоким КПД — это двухтактные триодные усилители класса B_2 (двойка означает работу с сеточными токами). Как раз для подобного применения выпускались мощные «правые» триоды, такие как 6Н7С. Их основная рабочая область соответствовала положительным напряжениям на сетке; как правило, они работали вообще без сеточного смещения. Возможен и режим A_2 (с «левыми» лампами).

Все бы хорошо... Но заход в область $U_C > 0$ означает фактически внесение нелинейного элемента (диода) во входную цепь, что никак

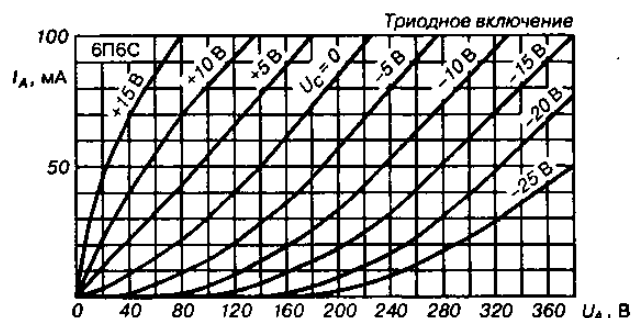


Рис. 11.2. Семейство характеристик триода с учетом положительных напряжений на сетке

не способствует неискаженному усилению. Во всяком случае, нужен достаточно мощный драйвер с низким выходным сопротивлением.

Приходится внимательно прорабатывать связь оконечного каскада с драйвером. Емкостная связь не годится из-за эффекта сеточного автосмещения, помните? Нужна трансформаторная связь, но не стоит забывать об эффекте обратного автосмещения. Весьма эффективна непосредственная связь сетки с анодом предыдущего каскада.

Высокое анодное напряжение

Большого КПД, в принципе, можно достичь с триодами и другим путем: если работать при высоком анодном напряжении (пусть и небольшом токе). Подобное решение применяли в модуляторах мощных передатчиков. Что оно дает?

Первое. За счет работы с пологой нагрузочной прямой понижается остаточный потенциал анода.

Второе. Остаточный потенциал сравнительно невелик на фоне высоких уровней анодных напряжений.

Способ эффективен, но реально вряд ли применим. Во-первых, из-за практического отсутствия подходящих триодов. Во-вторых, по причине понятных сложностей при конструировании высоковольтной аппаратуры.

Триоды с редкой сеткой

Тем не менее, можно сохранить полезное зерно предыдущей идеи, если просто масштабно преобразовать задачу: при более привычных

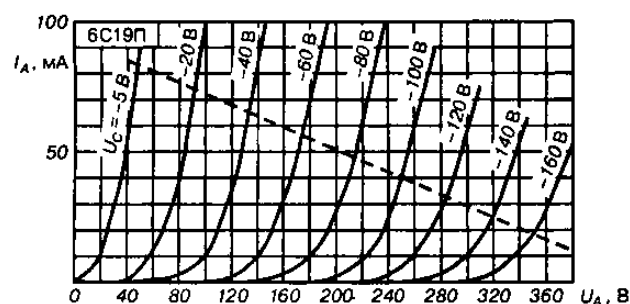


Рис. 11.3. Семейство характеристик триода с редкой сеткой

уровнях напряжений — сжать влево анодные характеристики ламп. Тогда мы приходим к особому рода триодам.

Этот класс триодов, за счет редкой навивки сетки, характеризуется очень низким показателем μ (от 2 до 5) и пропорционально низким внутренним сопротивлением, составляющим десятки-сотни ом. Рис. 11.3 представляет характеристики одного из подобных триодов: 6С19П. При нагрузочной прямой, соответствующей 4,75 кОм, и питании анода 250 В, остаточное напряжение, как видим, рекордно низко: примерно 40 вольт.

Помимо высокого КПД, здесь достигается очень низкое выходное сопротивление усилителя, вот еще один плюс. А работа на эквивалентную нагрузку, во много раз превышающую R_p , обеспечивает высокую линейность.

Но есть и недостаток: малое μ требует подачи увеличенной амплитуды колебаний на сетку. По характеристикам видно, что для раскачки лампы 6С19П потребуется порядка 100 В. Значит, опять трудности с драйвером: он должен быть способен отдать неискаженные колебания очень большого уровня.

Триоды, о которых идет речь, изначально выпускались для электронных стабилизаторов (где существует та же самая проблема: пропустить большой ток при малом падении напряжения). Однако ряд типов ламп нашли свое настоящее признание именно в применении для аудиоусилителей: таковы отечественная 6С4С и получившая сейчас особую популярность зарубежная 300В.

Проблема реактивного тока

Да, снова она... Ведь триод, как мы неоднократно напоминали, обладает внутренней отрицательной обратной связью, а тем более — триод со сверхнизким μ . Значит, надо ждать сюрпризов.

Вспомним эффект подключения внешней нагрузки к триодному драйверу, когда перекося нагрузочной прямой приводил (при прежнем напряжении) к появлению ограничения полезного сигнала. Но ведь примерно то же самое будет в триодном трансформаторном каскаде — при понижении частоты передаваемого сигнала, когда реактивное сопротивление обмотки стремится к нулю. Глядя на рис. 11.3, представьте, что нагрузочная прямая начала поворачиваться вокруг рабочей точки, соответствующей режиму покоя, вставая дыбом... Результат вполне предсказуем.

Выходом может быть только фильтрация, снижающая в тракте уровень низкочастотных составляющих прежде, чем их начнет ограничивать триод совместно с трансформатором.

Триодные характеристики строим сами

Поскольку выбор мощных триодов невелик, нередко в качестве оконечной лампы применяют тетрод в триодном включении, соединяя экранную сетку с анодом. Однако характеристики лампы в таком применении редко бывают доступны.

Тем не менее, выход есть! Триодные анодно-сеточные характеристики можно приблизительно построить по имеющимся тетродным. На рис. 11.4 за основу взяты уже знакомые характеристики лампы 6П6С, приводимые в документации для $U_{C2} = 250$ В. Ясно как белый день, что их точки, соответствующие $U_A = U_{C2} = 250$ В, будут принадлежать одновременно как тетродным, так и триодным характеристикам. Отметьте эти точки.

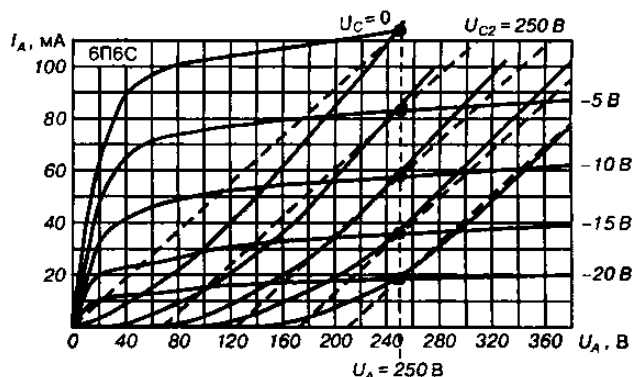


Рис. 11.4. Построение характеристик в триодном режиме по тетродным характеристикам

Дальше все просто. Проведите первую прямую через точку, соответствующую $U_c = 0$, и начало координат (левая штриховая линия). Проведите параллельно ей линии через все отмеченные точки. Штриховые линии на рис. 1.4 — это и есть приблизительные характеристики тетрода в триодном включении.

Чтобы в этом убедиться, там же наложены кривые для 6П6С в триодном включении, заимствованные уже из справочника. Конечно, они несколько отклоняются от построенных нами... Но несущественно: расчет каскада по построенным (штриховым) характеристикам не дал бы большой ошибки.

Разумеется, тот, кто знает примерный вид вообще триодных характеристик, мог сразу (на глаз) слегка изогнуть прямые, ошибка построения была бы меньше.

Кстати, почему фактические кривые проходят явно выше наших точек, в чем мы ошиблись? Понятно, в чем: в триодном включении добавляется ток экранной сетки.

Прямой накал: элита или миф?

В среде создателей и/или ценителей триодных усилителей особо славятся лампы прямонакальные: как считают, они обладают какой-то несравненной линейностью характеристик. Чепуха — на первый взгляд... Тем не менее, определенный резон в этом есть.

По понятным причинам, мощные лампы прямого накала с М-образным катодом имеют плоскую конструкцию. Характеристики таких ламп наиболее близки к теоретическим.

Лампы косвенного накала, обычно имеющие эллиптическое сечение, можно рассматривать как параллельное соединение ряда ламп с различающимися характеристиками. Подобный случай нам отчасти уже знаком — похоже устроены лампы «варимю». Характеристики таких ламп аппроксимируются полиномом высокой степени, действительно, способствующим образованию высших гармоник в сигнале.

Впрочем, отдельные лампы косвенного накала (например, упоминавшаяся 6Ф6С), имеющие цилиндрические электроды, в этом отношении могут не уступать прямонакальным.

Мои оконечные триоды

6Н5С (6AS7) — лампа, выпускавшаяся для работы в электронных стабилизаторах. Ее низкое внутреннее сопротивление соблазняет использовать лампу в оконечных триодных каскадах, где обеспечиваются незначительные искажения и низкое выходное сопротивление. Позже была вытеснена лампой улучшенной конструкции **6Н13С**. Впрочем, обе эти лампы сейчас найти непросто, потому что для их замены давным-давно были выпущены более совершенные **6С19П**, **6С33С**.

Следует упомянуть **2С4С (2A3)** и **6С4С (6В4)** — тоже мощные триоды для усиления НЧ, прямой накал переменным током. Они близки к прославленной 300В фирмы Western Electric, только имеют меньшую мощность. Двухтактный каскад на лампах **6С4С** можно встретить в популярном когда-то звуковом генераторе ЗГ-10, причем коэффициент нелинейных искажений не превышал по паспорту 0,7 % (фактически намного меньше).

6Н10С, 6Н12С — лампы, совпадающие по параметрам и также предназначенные для работы в оконечных каскадах УНЧ. Относятся к категории мифических, я, например, никогда не видел живых таких ламп.

ДВУХТАКТНОЕ УСИЛЕНИЕ НА ПЕРЕКРЕСТКЕ МНЕНИЙ

Он удивился, как это семь человек персонала еще выдерживают шум, жуя свою свинину с бобами. Вздрагивают ли они, когда прерывается концерт по заявкам домохозяек, идущий по радио на полной громкости во время их нехитрой трапезы?

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «ПРОЕКТ «МУНРЭКЕР»

Плюсы или минусы двухтактника

Двухтактные (их забавно называли раньше — пушпульные, от *push-pull*) оконечные усилители, плечи которых работают на общую нагрузку в противофазе, обладают рядом неоспоримых достоинств.

Первое. Они позволяют добиться более высокой выходной мощности (при определенных условиях — намного большей, чем удвоенная выходная мощность обычного каскада на той же лампе).

Второе. Обеспечивают (опять же при определенных условиях) значительно лучший КПД.

Третье. Компенсация постоянных составляющих токов в двух половинах первичной обмотки трансформатора ликвидирует нежелательное подмагничивание сердечника.

Четвертое. При балансе схемы компенсируются четные гармоники (и самая интенсивная — вторая), так что общий уровень нелинейных искажений существенно ниже.

Впрочем, сторонники модного течения в аудиотехнике, не придавая большого значения двум первым преимуществам, причисляют два последних скорее к недостаткам.

Так, постоянное подмагничивание имеет и свою положительную сторону: перемгничивание происходит по частной петле гистерезиса, что снижает искажения, вносимые железом трансформатора.

Подавление второй гармоники, как считают, нарушает привычное для уха соотношение обертонов, делая звук менее естественным.

Возможен в двухтактных схемах и еще один особый вид искажений. Его мы коснемся ниже, говоря о фазоинверторах.

Режимы А, В и АВ

Двухтактные схемы, как и однотактные, могут работать в режиме класса А. Только теперь каждое плечо работает на свою половину первичной обмотки, а переменные составляющие токов будут складываться в нагрузке. Базовые расчеты ничуть не отличаются от случая параллельного соединения ламп.

Возможно поставить двухтактный каскад в режим класса В. Именно здесь достигается существенное увеличение КПД: ток покоя устанавливается практически равным нулю, а каждое плечо ответственно за воспроизведение только одной полуволны колебаний.

Энергетические соотношения режима В будут уже другими. Общий постоянный ток, потребляемый от источника питания, теоретически равен 0,64 от анодного тока на пике гармонических колебаний. Таким образом, этот ток будет меняться вместе с изменением амплитуды сигнала.

«Чистый» режим В вряд ли целесообразен, поскольку связан с нежелательным использованием участков малых токов. На практике устанавливают промежуточный режим АВ, когда имеется заметный ток покоя (хотя и меньший, чем требуется для режима А).

Фазоинверторы

Двухтактные схемы требуют симметричного возбуждения, то есть подачи на сетки выходных ламп равных, но противофазных сигналов. Возникает проблема фазоинверторов — схем, расщепляющих фазу колебаний.

Хорошим фазоинвертором является междупламповый трансформатор с вторичной обмоткой, состоящей из двух частей (рис. 12.1). Это практически единственный приемлемый вариант, если предусматривается заход в область положительных напряжений на сетках. Еще одно достоинство — возможность (при необходимости) повысить напряжение раскачки.

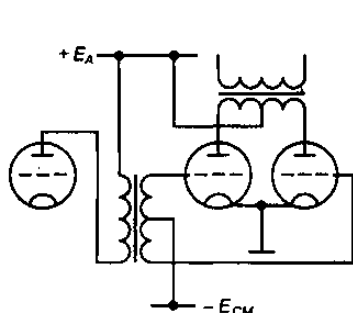


Рис. 12.1. Фазоинвертор с симметрирующим трансформатором

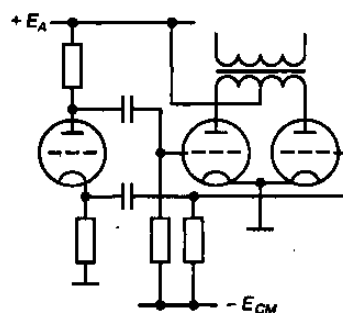


Рис. 12.2. Фазоинвертор с «разделенной нагрузкой»

Однако здесь могут возникнуть проблемы с частотной характеристикой передачи.

Неплохим фазоинвертором служит каскад с разделенной нагрузкой (рис. 12.2). Принято говорить о недостатке — разном выходном сопротивлении с анода и катода (второй выход является выходом катодного повторителя). Приятная неожиданность: если к этим цепям подключены равные нагрузки, то симметрия сохраняется.

Действительная проблема тут в трудности получения больших амплитуд: с каждого из выходов удастся снять вдвое меньший сигнал, чем в обычном каскаде. Возможно, потребуется увеличение напряжения анодного питания, либо введение дополнительного «минусового» источника для подпитки катодной цепи.

Хорошую симметрию по выходам обеспечивает известная балансная схема (рис. 12.3). Симметрия тем лучше, чем выше подавление синфазного сигнала (чем выше сопротивление R_K по сравнению с $1/S$).

Существуют фазоинверсные схемы, где сигнал возбуждения одного из плеч оконечного каскада проходит через лишний каскад

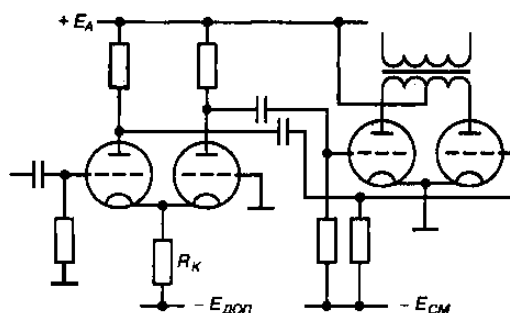


Рис. 12.3. Фазоинвертор — балансный усилитель

усиления (подобные варианты мы встречаем в старой аппаратуре). Неодинаковая фазовая характеристика трактов влияет на воспроизведение высших частот диапазона: нарушается симметрия плеч, в результате звук на верхних частотах «рассыпается».

Подобные схемы, широко представленные в литературе, мы здесь не приводим — ни к чему.

Сюрприз: самоинвертирующие каскады

Рассмотрение схемы (рис. 12.3) наталкивает на мысль, что сам балансный каскад может служить и выходным, соответственно, не требуя фазоинвертора, и это действительно так — принципиально.

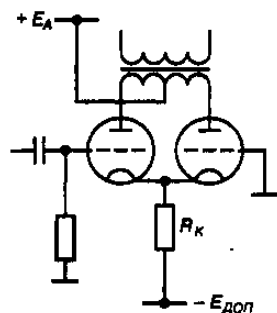


Рис. 12.4.
Самоинвертирующий
усилитель мощности

Симметрия каскада на рис. 12.4 обеспечивается тем лучше, чем выше R_K : постоянное падение напряжения на этом резисторе должно быть во много раз больше, чем рабочая амплитуда входного сигнала ламп. Значит, на практике потребуется большой запас по напряжению, и значительная часть мощности будет впустую нагревать катодный резистор. Приемлемо ли это — судить самому радиолюбителю.

ТРАНЗИСТОРНЫЙ ЗВУК В ЛАМПОВЫХ СХЕМАХ

Проблема с нашим другом м-ром Бигом в том, что он чертовски хороший техник.

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «Живи — пусть умирают другие»

Чудеса отменяются

В этом Шаге мы коротко разберем особенности усилителей, охваченных общей отрицательной обратной связью (в отличие от местной ООС, которой касались ранее). Коротко, потому что вопрос непростой. Но кому интересно и по силам — способен сам разобраться, получив здесь начальную подсказку.

Общепринято мнение, что отрицательная обратная связь расширяет полосу пропускания линейных схем, снижает нелинейные искажения и уменьшает выходное сопротивление усилителя. В общем, так оно и есть. Порой кажется, что это достигается каким-то чудом, вопреки законам природы. Тем больше изумление, когда результат творчества разочаровывает: усилитель звучит совсем не так, как ожидалось.

Дело в том, что нельзя выводы, базирующиеся на линейных моделях, слепо распространять на устройства, работающие с большими сигналами. Чудес в решетке не будет! И здесь мы хотим разобраться — почему.

Сильная и слабая ООС

Уже в 50-е годы во многих радиоприемниках можно было увидеть цепи обратной связи, охватывающие аудиоусилители в целом. Рис. 13.1 представляет фрагмент подобной схемы.

Здесь катод триода играет роль второго (как называют, **инвертирующего**) входа «дифференциального усилителя», и на него подается часть выходного напряжения. Важно, что напряжение сетка-катод теперь не является входным, оно — так называемый **сигнал ошибки**.

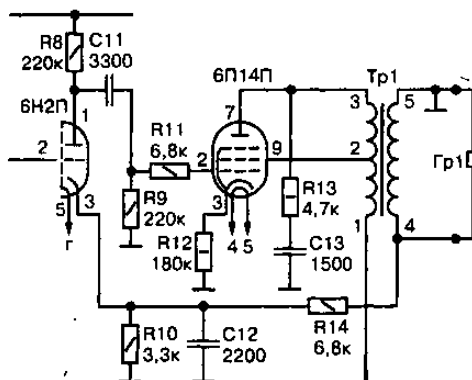


Рис. 13.1. Общая обратная связь в УНЧ с выхода на вход

Глубина общей ООС зависит от соотношения рабочих уровней: «сигнала ошибки» и собственно входного напряжения. Или, по-другому, от соотношения усиления: при разомкнутой и замкнутой цепи ООС.

Если напряжение, возвращаемое по цепи ООС, имеет тот же порядок величины, что и напряжение сетка-катод первого каскада, то мы имеем дело со слабой обратной связью, которая способна лишь

несколько скорректировать параметры усилителя (амплитудную и амплитудно-частотную характеристику, выходное сопротивление).

Если напряжение ООС существенно меньше напряжения сетка-катод, то перед нами напрасное усложнение схемы, обратная связь практически не действует.

При сильной обратной связи сигнал ошибки существенно меньше входного сигнала. Именно здесь, в принципе, достигается полноценный эффект ООС. В частности, усиление по напряжению с входа на вторичную обмотку приблизительно обратно коэффициенту деления в цепи обратной связи. Например, в схеме рис. 13.1: $K_U = \frac{R_{14} + R_{10}}{R_{10}}$.

Именно здесь наиболее вероятно возникновение нежелательных явлений, упомянутых в заглавии Шага.

В самом деле: любые ограничения (амплитудные, частотные) в тракте передачи поначалу компенсируются цепью ООС. Неизбежно такая компенсация упрется в амплитудное ограничение в предыдущем звене, происходит разрыв контура обратной связи. Возникает перегрузка с выходом сигналов за пределы входных апертур усилительных каскадов. Это и создает эффект «транзисторного» звука.

Быть может, данный абзац трудно сразу понять... Не беда, ниже мы рассмотрим происходящее на примерах.

Откуда берется мягкое и жесткое ограничение

На рис. 13.2 слева показаны осциллограммы колебаний в окончательном каскаде усилителя без обратной связи. Относительно правильное

колебание $u_c(t)$, поданное с драйвера на сетку, несколько искажено оконечным каскадом. При увеличении амплитуды возбуждения — искажения $u_A(t)$ будут нарастать: лампы мягко ограничивают колебание, создавая приплюснутую вершину синусоиды. Это — «ламповый» звук.

Ради простоты ограничение принято симметричным.

Если усилитель охвачен сильной ООС, то картина кардинально иная (средняя осциллограмма). Цепь ООС стремится поддержать неискаженную форму колебания на выходе, но каким, собственно, образом это достигается? Ответ: за счет формы колебаний на выходе драйвера. Мягкое ограничение в выходном каскаде до поры компенсируется обратным предискажением на его входе.

При возрастании амплитуды (справа) резервы компенсации исчерпываются. Верхушки $u_c(t)$ резко вытягиваются, упираясь в ограничение (но уже в драйвере!). Оно будет жестким, а не мягким, колебания на выходе усилителя окажутся грубо обрезанными — типичный эффект транзисторного усилителя.

Удивительно? Приготовьтесь: это еще не все!

Необычная проблема частотных границ

Особенность лампового усилителя состоит в том, что в его оконечном каскаде имеется звено частотного ограничения (трансформатор), определяющее верхнюю и нижнюю границы полосы пропускания.

При переходе в область спада амплитудно-частотной характеристики — цепь ООС пытается все же поддержать заданное усиление. Это происходит путем автоматического увеличения напряжения раскачки с выхода драйвера (а также доворота фазы для компенсации фазовых искажений). Разумеется, драйвер снова очень быстро упрется в амплитудное ограничение, и выходное колебание делается резко несинусоидальным.

Явление, отлично знакомое по плохим транзисторным усилителям: выход частоты сигнала за некоторые границы вызывает не мягкое снижение амплитуды, а появление грубых искажений.

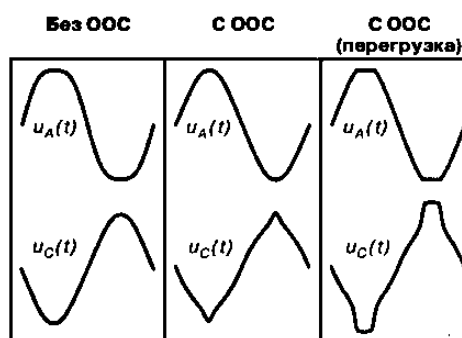


Рис. 13.2. Колебания на входе и выходе оконечного каскада (слева направо): в усилителе без ООС; в усилителе с ООС; с ООС при перегрузке

Пожалуй, теперь пора уже напомнить (о чем до времени умалчивали), что и сопротивление нагрузки (акустической системы) совсем не является активным и омическим. Выводы очевидны.

Вдобавок — перегрузки каскадов сильным сигналом ошибки (при размыкании ООС) вызовут эффект сеточного автосмещения, который на время запрет лампы. Качества звука это также не добавит.

И еще одно. Реальный аудиосигнал вовсе не синусоидален. Широкий спектр, крутые фронты сигнала приведут к тому, что искушенному слушателю специфические призвуки будут просто бить по ушам.

Как со всем этим быть?

Самый простой путь: не использовать ООС (кроме, быть может, местной).

Кто-то может счесть, что это не выход. В таком случае, следует иметь в виду очевидный принцип: все ограничения (амплитудные, частотные) должны действовать до усилителя с ООС, т. е. раньше, чем скажутся внутри петли.

Амплитудное ограничение вообще-то есть, натурально, в каждом источнике сигнала, просто не надо допускать перегрузки. А вот установить частотоограничивающий фильтр (как сверху, так и снизу) на входе такого усилителя будет крайне полезно.

Легенды и мифы выходного сопротивления

Как «всем известно», ООС служит мощным средством понизить выходное сопротивление усилителя; в принципе — до любой желаемой величины.

Однако этот несомненный факт подталкивает к удивительным недоразумениям. Не учитывают, что речь идет о динамическом (малосигнальном) сопротивлении, и никаком ином. Даже самая сильная обратная связь не может помочь каскаду отдать в нагрузку больший ток, чем тот, на который он рассчитан.

Допустим, выходное сопротивление (каскада, усилителя в целом) уменьшилось. Что это конкретно значит?

Что выходное напряжение меньше будет зависеть от нелинейности вольтамперной характеристики нагрузки, а также от изменения полного сопротивления нагрузки на различных частотах.

И больше ничего! К тому же — то и другое только до поры, пока, например, возрастающий реактивный ток не вгоняет окончательный каскад в ограничение. При этом неизбежно наступает все то, что мы разобрали выше.

Беда незадачливых радиолюбителей: они ожидают «чудес в решетке». Уменьшенное за счет ООС выходное сопротивление они полагают за возможность подключить низкоомную нагрузку и ожидать большего нагрузочного тока! А поскольку такое никак невозможно физически, то выносится вердикт о том, что глубокая ООС неизбежно связана с плохим звуком...

Общая отрицательная обратная связь в линейных схемах — вовсе не панацея для решения любых задач; но и не пугало. Это частное средство, занимающее (при грамотном его применении) свое скромное место.

ВСПОМНИМ О ДИОДАХ

Сквозь весь этот шум, и, главное, биение своего сердца, Бонд внезапно расслышал треск атмосферных помех, а затем голос диктора «Би-би-си».

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «ПРОЕКТ «МУНРЭКЕР»

Амплитудный детектор на ламповом диоде

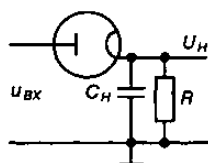


Рис. 14.1.
Последовательный
детектор АМ
колебаний

Начав наше изложение с триодов, мы позабыли про двухэлектродные лампы. Отдадим им должное: лучше поздно, чем никогда.

Классическая схема последовательного детектора дана на рис. 14.1 (собственно, это однополупериодный выпрямитель). Если представить ламповый диод как идеальный вентиль, то такая модель («линейного» детектирования) сразу же дает для постоянной составляющей выходного напряжения:

$$U_H \approx u_{вх},$$

где $u_{вх}$ — амплитуда напряжения несущей на входе детектора. Амплитуда низкочастотного напряжения на выходе:

$$u_{вых} = mU_H$$

(m — коэффициент модуляции амплитудно-модулированного сигнала).

При полярности включения диода как на схеме — выпрямленное напряжение будет положительным.

Искажения в детекторе

Вы, наверно, и не задумывались, что низкочастотный ток, проходящий через резистор нагрузки, протекает также и через нелинейный элемент — диод? А ведь это может явиться причиной искажений продетектированного сигнала.

Как и для любой схемы, где есть элемент с односторонней проводимостью, нежелательное закрывание диода на пиках огибающей будет возникать, если нарушается классическое условие: $I > i$, где I — постоянная составляющая тока через диод, а i — амплитуда низкочастотного тока.

В детекторе на диоде оба эти тока создаются только входным высокочастотным сигналом. Посмотрите на верхнюю схему рис. 14.2. Пусть на нагрузке детектор R_1 имеется постоянная составляющая продетектированного напряжения U_H и переменная mU_H , тогда очевидно:

$$I = \frac{U_H}{R_1}.$$

Если регулятор громкости R_1 выведен до предела (движок в крайнем нижнем по схеме положении), то:

$$i = \frac{mU_H}{R_1}.$$

Условие отсутствия искажений $I > i$ выполняется автоматически: ведь всегда $m < 1$.

Если теперь движок потенциометра перемещен в положение, соответствующее максимуму громкости, то нагрузка детектора для напряжения низкой частоты будет состоять уже из параллельно соединенных R_1 и R_2 , и:

$$i = mU_H \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right).$$

Получается, что при $m > \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ (в рассматриваемой схеме — при $m > 0,5$) нарушается условие неискаженного детектирования.

Чтобы уравнять в этом случае нагрузки для постоянного и переменного напряжений, можно увеличить R_2 : так при $R_2 = 1 \text{ МОм}$ искажения будут отсутствовать даже при 80-процентной модуляции.

Другой способ пояснен на нижней схеме: сопротивления нагрузки детектора для постоянного и переменного напряжений различаются здесь

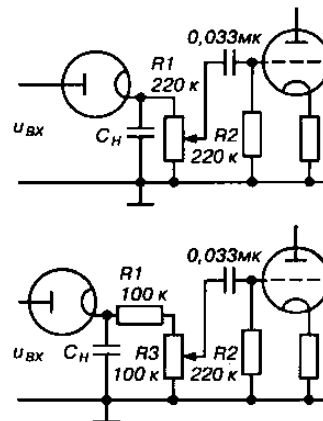


Рис. 14.2. В верхнем положении движка регулятора громкости возможны нелинейные искажения (вверху); способ уменьшить искажения (внизу)

(когда регулятор установлен на максимум) всего на 16 %, т. е. до $m < 0,84$ искажения отсутствуют. Правда, и выходной сигнал снижен вдвое.

Конденсатор вызывает искажения?

Именно так: дополнительные искажения в детекторе могут возникать для наивысших частот модулирующего напряжения, когда заметная доля тока выделенного сигнала будет протекать через емкость нагрузки C_H . Амплитуда общего тока составит, с учетом этой емкости:

$$i = mU_H \sqrt{1/R^2 + (2\pi FC_H)^2}.$$

Оказывается, при m , близком к единице, условие $I > i$ опять нарушается — с ростом частоты модуляции F . В то же время слишком уменьшить C_H нельзя (во всяком случае, она должна быть на порядок больше емкости диода).

Странности входного сопротивления

Для схемы последовательного детектора в книгах обычно дается формула: $R_{вх} = 0,5R$.

С сопротивлением нелинейных схем вообще все непросто. При гармоническом напряжении — входной ток детектора является резко несинусоидальным.

Допустим, источник сигнала имеет внутреннее сопротивление $R_{и}$. Следует ожидать, что выпрямленное напряжение U_H будет (даже при «идеальном» диоде) теперь заметно меньше амплитуды ЭДС сигнала $e_{вх}$ и тем меньше, чем больше $R_{и}$. Этот факт можно приписать влиянию входного сопротивления детектора $R_{вх}$, снижающему напряжение пропорционально $\frac{R_{вх}}{R_{и} + R_{вх}}$.

Даже не решая сложное уравнение, можно будет сделать вывод: искомая величина входного сопротивления не является постоянной; с увеличением $R_{и}$ эффект детектирования снижается медленнее, чем можно было бы ожидать. Заметим, однако, что здесь $R_{вх}$ получается принципиально во много раз меньше, чем $0,5 R$ (особенно при малых сопротивлениях источника сигнала).

В итоге, при низкоомном источнике расчет «входного сопротивления» детектора вообще теряет смысл, так как в большинстве случаев оказывается верным простое соотношение: $U_H = (0,8 - 0,9)u_{вх}$.

Другое дело, если детектор подключен к колебательному контуру, как чаще всего и бывает в ламповых схемах (рис. 14.3). Главное, что интересует — снижение добротности, связанное с отбором энергии. Здесь потребуется по-иному определить входное сопротивление детектора:

$$R_{вх} = \frac{u_{вх}^2}{2P},$$

где P — мощность, отбираемая детектором из контура. Из условия баланса мощностей, учитывая, что:

$$P = \frac{U_H^2}{R},$$

и принимая $U_H = u_{вх}$, получаем знакомое: $R_{вх} = 0,5R$.

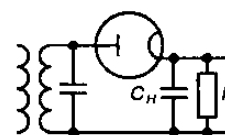


Рис. 14.3. Добротность колебательного контура с подключенным детектором снижается

Рассчитываем чувствительность детектора

Для того, чтобы имелся эффект детектирования, требуется выполнение условия, противоположного условию отсутствия отсечки (для линейных схем):

$$I \ll i'.$$

Здесь:

I — постоянная составляющая тока через диод (примерно равная $u_{вх}/R$;

i' — переменная составляющая, условно принимая диод линейным (она равна $u_{вх}/R_i$, где R_i — дифференциальное сопротивление диода при токе I). Вводя крутизну характеристики диода $S = 1/R_i$, тут же получаем условие линейного детектирования:

$$Su_{вх} \gg I.$$

Если по-прежнему считать ток I пропорциональным $u_{вх}$, порог чувствительности определится падением крутизны при снижении тока. Характеристика лампового диода (полином степени 3/2) выгодна в этом смысле тем, что S уменьшается намного медленнее, чем I .

Впрочем, этот ток никак не может быть сделан меньше начального тока диода, доходящего до нескольких микроампер.

И понятно, что увеличение нагрузки детектора R повышает чувствительность, так как снижается ток диода.

Переходим к параллельному детектору

Присоединим «нижний» вывод резистора нагрузки к ВЧ входу, как на рис. 14.4 слева. Ни для постоянной составляющей тока, ни для модулирующего колебания — в схеме, по сути дела, ничего не изменилось. Перевернув теперь схему (справа), получим известный по книгам параллельный детектор.

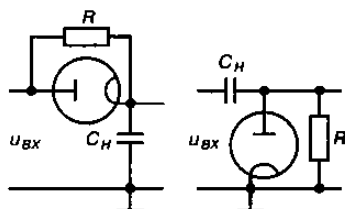


Рис. 14.4. Преобразование последовательного детектора в параллельный

В новой схеме резистор R дополнительно подгружает ВЧ вход. Соответственно, снижается входное сопротивление для резонансных цепей:

$$R_{вх} = \frac{0,5R \cdot R}{0,5R + R} = R/3.$$

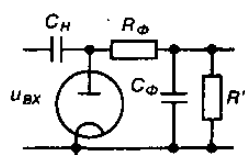


Рис. 14.5. Фильтрация ВЧ составляющей в параллельном детекторе

Отличием этой конфигурации является также присутствие на ее выходе, помимо низкочастотного напряжения, еще и полного входного сигнала. Поэтому в практических схемах (рис. 14.5) предусматривается дополнительная фильтрующая ячейка $R_{\phi}C_{\phi}$ для снятия нежелательной ВЧ составляющей.

К параллельному детектору обращаются, если схема диктует необходимость непременно емкостной связи с источником сигнала. Это естественное решение для комбинированных ламп (таких как 6Г2), а также прямонакальных, то есть тех, где катод диода вынужденно заземлен.

Впрочем, в этих последних случаях вполне возможно и последовательное детектирование — если только контур может быть отвязан от «земли» (пример на рис. 14.6).

При указанной на схемах полярности включения диода выпрямленное напряжение — минусовое.

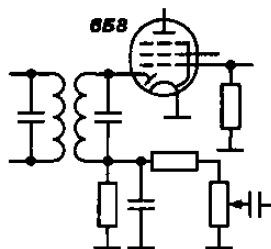


Рис. 14.6. Вариант последовательного детектирования

Сеточный детектор, услада радиолюбителя

Эта схема (рис. 14.7) типична для простых малоламповых приемников. Она эквивалентна сочетанию обычного детектора и усилительного каскада; только роль анода диода играет управляющая сетка. По

понятным причинам ВЧ фильтрацию приходится осуществлять уже в анодной цепи.

В книгах мы читаем, что сеточный детектор обладает повышенной чувствительностью; это действительно так. Все дело в отказе от регулятора громкости вслед за детектором — что позволяет увеличить сопротивление нагрузки (R). Тем самым и сохранить высокую добротность контура, и снизить до минимума ток

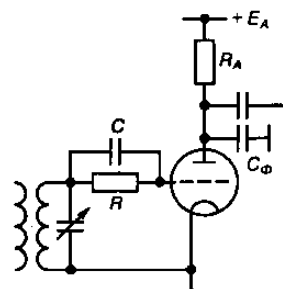


Рис. 14.7. Схема сеточного детектирования

Правда, это оборачивается и негативной стороной: возможностью перегрузки каскада сильными сигналами, размах которых превысит раствор характеристики лампы. В предельном случае выделенная НЧ огибающая (на отрицательной «подставке») вообще выносится в область отсечки характеристики, а слушатель раритетного приемника недоумевает: почему при точной настройке на очень мощную станцию передача пропадает?

Катодный детектор, пасынок радиолюбителя

Если сеточный детектор по принципу работы, в сущности, диодный, то катодный и анодный детекторы действуют иначе.

Взглянем на схему рис. 14.8 как на катодный повторитель с емкостной нагрузкой. В отличие от линейного случая, ток покоя в детекторе всегда должен быть выбран «неправильно», чтобы не позволять емкости разряжаться в промежутке между двумя положительными полуволнами колебаний несущей: $I \ll i'$.

Здесь i' — снова амплитуда тока несущей частоты f в катоде, как если бы не было отсечки колебаний, I — ток покоя лампы.

Будем считать, что фильтрующий конденсатор C_H имеет достаточно большую емкость, чтобы выполнялось: $2\pi f C_H \ll S$.

При данном условии повторитель нагружен (для несущей частоты) на сопротивление, значительно меньшее его выходного сопротивления, равного $1/S$. Следовательно, гипотетическую величину i' , соответствующую линейному режиму работы, записать просто: $i' = S u_{вх}$, как в любом каскаде, где катодный резистор заблокирован конденсатором большой емкости.

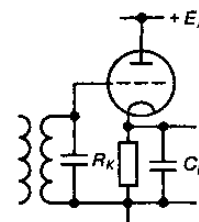


Рис. 14.8. Схема катодного детектирования

Получаем знакомое уже условие эффективного детектирования, противоположное условию работы без отсечки:

$$Su_{BX} \gg I, \text{ т. е. } u_{BX} \gg I/S.$$

Рассмотрим каскад с триодом 6Н1П, и пусть анодный ток равен 1 мА, при этом крутизна 2 мА/В. Тогда порог детектирования получается 0,5 В. Чувствительность будет повышаться с уменьшением тока покоя: при снижении тока в 8 раз она повышается вчетверо (почему — надеюсь, пояснять уже не надо). В практических схемах номинал катодного резистора выбирают поэтому от 50 до 200 кОм.

Катодный детектор легко рассчитать с позиции отсутствия искажений, вызванных как активной, так и реактивной внешней нагрузкой, при безусловном сохранении начальной добротности контура. Однако никаких других особенных достоинств у него нет (зато имеются недостатки), поэтому заметного распространения он не нашел.

Анодный детектор, пережиток старины

Рассмотренные выше схемы детектирования действуют по общему принципу: напряжение на открытом нелинейном элементе представляет собой только разность между огибающей АМ колебания и величиной выходного напряжения (тот же «сигнал ошибки», по аналогии с усилительными схемами с обратной связью).

Применявшийся изредка в старой аппаратуре анодный детектор осуществляет нелинейное преобразование сигнала в соответствии с формой характеристики лампы, при этом отсутствует отрицательная обратная связь. Ни при каких самых сильных сигналах здесь не обеспечивается линейная демодуляция. Не стоит даже приводить схему; впрочем, она отличается от сеточного детектора лишь подачей на лампу смещения, почти запирающего ее (для выполнения знакомого условия детектирования).

И вообще, пора от детектирования перейти к выпрямлению.

Кенотронный выпрямитель

Схему двухполупериодного (двухфазного) кенотронного выпрямления (рис. 14.9) мы встречаем в цепи анодного питания большинства старых ламповых устройств. На пиках напряжения вторичной обмотки входной конденсатор фильтра заряжается почти до ампли-

тудного значения u_2 . Нельзя забывать, что амплитуда напряжения обмотки составляет 1,41 от его действующего значения (того, которое фигурирует в расчетах трансформатора, и будет показано мультиметром).

Точнее: $U_{\text{ВЫПР. max}} = u_2 - U_\phi$.

Падение напряжения на каждой фазе U_ϕ (в каждом плече) может составлять 20—50 В. Оно складывается из падения на кенотроне и на омическом сопротивлении обмотки. Конечно, зависит оно от тока нагрузки, но не так все просто.

Можно подумать, что ток через лампу — это выпрямленный ток (или даже его половина, ведь схема-то двухполупериодная). В среднем это действительно так. Но ведь режим работы кенотрона импульсный, он открыт лишь небольшую часть периода. В течение этого времени ток в разы превышает средний. Отсюда и должен исходить тот, кто попытается определить U_ϕ по вольтамперной характеристике диода и известному сопротивлению обмотки.

Типичный пример: выпрямительная лампа — 5Ц4С, напряжение анодной обмотки (эффективное) на холостом ходу 2×250 В, что соответствует амплитуде 350 В. Именно столько будет замерено на выходе выпрямителя без нагрузки. При нагрузке током 40 мА (при активном сопротивлении каждого плеча вторичной обмотки, допустим, 30 Ом) напряжение упадет примерно до 300 В.

Разумеется, нельзя забывать еще и про падение напряжения от выпрямленного тока на обмотке дросселя фильтра. И не удивимся, что выпрямленное напряжение зависит даже от величины входной емкости, снижаясь при ее увеличении. Ведь чем больше емкость, тем меньше длительность импульса заряда и, соответственно, выше ток в импульсе.

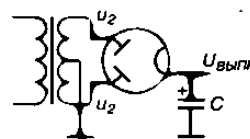


Рис. 14.9. Схема двухполупериодного выпрямителя

Рассчитываем уровень пульсаций

В промежутке между соседними пиками напряжения — конденсатор разряжается на нагрузку. Считая процесс разряда линейным, а его длительность равной половине периода частоты сети (это для двухполупериодного выпрямителя, а для однополупериодного — целому периоду), получаем спад напряжения на емкости:

$$\Delta U \approx I_H \Delta t / C,$$

где, например, для частоты сети 50 Гц: $\Delta t = 0,01$ с.

Принятые допущения приведут к тому, что размах пульсаций по приведенной формуле получится слегка завышенным, но это обеспечивает полезный запас расчета.

Сглаживающие фильтры — П- и Г-образные

Так называемый П-образный фильтр (рис. 14.10 наверху) весьма эффективен для питания анодных цепей. Добавление к емкости на выходе выпрямителя Г-образного звена снижает уровень пульсаций (при правильном выборе элементов) примерно в соответствии с соотношением реактивных сопротивлений его элементов, то есть в $4\pi^2 f^2 LC$ раз. А при неправильном выборе — пульсации могут быть даже подняты резонансом, но для такого надо очень постараться...

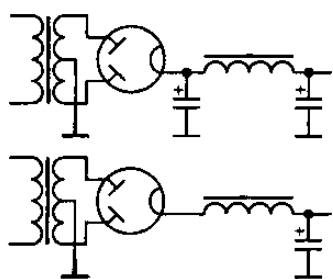


Рис. 14.10. Сглаживающие фильтры: П-образный (сверху) и Г-образный (снизу)

В устройствах большой мощности находил применение Г-образный фильтр (внизу), начинающийся с индуктивности. Его особенность — ток каждого плеча почти неизменен в течение половины периода (и равен току нагрузки). Это дает два преимущества: снижается падение напряжения в плече U_ϕ и возрастает КПД; уменьшается возможность превышения допустимого тока вентиля в импульсе, к чему были весьма чувствительны так называемые газотроны... Да, существовали и такие!

Крупным недостатком схемы является то, что напряжение на выходе выпрямителя не сглажено; размах пульсаций приближается к амплитуде напряжения обмотки. Г-образное звено призвано целиком взять сглаживание на себя, поэтому требуемые величины L и C получаются существенно выше. Часто переходили даже к двухзвенной фильтрации.

Разумеется, с однополупериодным выпрямителем подобный фильтр несовместим вообще.

В дешевых аппаратах вместо дросселя устанавливали просто резистор; разумеется, при оценке подавления пульсаций надо принимать тогда в расчет активное сопротивление вместо индуктивного.

О РАДИОПРИЕМНИКАХ: ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Я только что прибыл из Парижа, месье, вот ваш заказ — пять ламп, супергетеродин (как, вроде бы, называют у вас в Англии), и вы сможете из Руйаяля принимать большинство европейских столиц.

Йен Флеминг, «Казино Руайяль»

Необходимое объяснение

Шаги 15—17 представляют собой курс радиоприемных устройств, сжатый до нескольких страниц. Вероятно, он не имеет прямого отношения именно к ламповой аппаратуре.

Однако наличие такого материала показалось уместным: ведь для большинства ценителей старой техники ламповый аппарат — это, прежде всего, радиоприемник, и желательно понимать, чем руководствовались разработчики при его создании. Кстати, и телевизор является ведь также радиоприемником...

В нашей стране в прошлом веке отношение к радио было особым. Радио увлекло народ, подтолкнуло к творчеству, вообще как-то ухватило всех за живое. На русских просторах и дистанциях оно обозначило приход эпохи удивительных контактов меж людьми, единения (пусть нынче скажут — иллюзорного). И еще эпохи общедоступности культуры, информации.

Народ, затерянный в островах деревень и городков на бесконечных наших заснеженных равнинах, вдруг обрел информацию, вкус к ней. Люди, услышавшие впервые радионовости из Москвы, приходили слушать и назавтра — без этого им, оказывается, не о чем беседовать в своих избах! А ведь еще вчера как-то обходились.

Страна соединилась. Большие города пришли в «медвежьи углы». Люди начали говорить иначе, по-городскому: под стандарты произношения столичных дикторов.

Прогресс неумолим: в течение ряда предстоящих лет планируется постепенный переход к цифровому радиовещанию в диапазонах ДВ, СВ и КВ. Замолчат ли традиционные приемники навсегда? Жизнь покажет.

Впрочем, я увлекся. Как и ранее, во главу угла ставятся здесь сведения, мало разъясненные в имеющейся литературе.

Синхронный прием — решение для профи

Начнем с того, что профессиональный прием сигналов с амплитудной модуляцией — это **синхронный прием**, либо **квазисинхронный** — в квадратурных каналах. Такая обработка эквивалентна простому частотному сдвигу канала приема к нулевой частоте, а селекция канала осуществляется с помощью низкочастотных фильтров. Увы, это весьма изощренная техника, которая несовместима с ламповой электронной базой. В старой аппаратуре мы всегда наблюдаем другой принцип: селекцию и усиление сигнала на радиочастотах с тем, чтобы подавать сигналы уже высокого уровня на относительно простые демодуляторы.

Хотя нечто близкое к первой идее мы также встречаем в ламповой аппаратуре — в виде так наз. **телеграфного гетеродина**, предназначенного для приема сигналов телеграфии незатухающими колебаниями, или телефонных передач на одной боковой полосе (SSB).

Кстати хочу напомнить, что попытки применения синхронного приема в бытовых аппаратах делались на заре радио (так наз. **синхродины**).

Супергетеродинный прием или прямое усиление

Дешевые аппараты прямого усиления были в свое время вытеснены приемниками супергетеродинной системы, главное достоинство которой — стабильная на всех частотах приема характеристика основной селекции. Это преимущество перевесило многочисленные недостатки супергетеродинов. Укажем пока лишь на один из них, а с остальными повременим до следующего **Шага**.

Как нынешние аудиофилы, так и слушатели прошлых лет — справедливо отмечают какую-то особую «кристальность» звучания приемника прямого усиления, недостижимую в суперах. Принято объяснять ее более широкой полосой пропускания. Однако странно, что расширение полосы супергетеродина ни к чему похожему не приводит.

Знайте, что действительная причина состоит в более простых избирательных системах простого приемника. Многоконтурные филь-

тры супергетеродина обладают крутой и нелинейной фазочастотной характеристикой. Ее неизбежная асимметрия относительно частоты настройки приводит к неодинаковому фазовому сдвигу парных боковых составляющих в спектре АМ сигнала относительно несущей.

В книгах можно встретить утверждение, что ухо нечувствительно к фазовым искажениям. Возможно. Но тут-то мы имеем дело с фазовыми сдвигами не в аудиосигнале, а в спектре модулированного сигнала. Асимметрия боковых составляющих неизбежно вызывает нелинейные искажения на выходе детектора огибающей, отсюда и характерный «суперный» звук.

К этой теме нам еще предстоит вернуться. А избирательные системы приемников вообще заслуживают того, чтобы разобраться в них подробнее.

Колебательный контур — знакомый незнакомец

За избирательность приемных устройств, в отношении как «соседнего канала», так и каналов паразитного приема, отвечают селективные цепи, образованные колебательными контурами (либо их аналогами, кварцевыми резонаторами, к примеру). Между прочим, перед нами две совершенно различные задачи.

Первое. С точки зрения формирования характеристики основной селекции — важно понять поведение колебательного контура при небольших частотных расстройках относительно резонанса.

Второе. В аспекте подавления паразитных каналов приема нас интересуют, напротив, свойства контура при расстройках, далеко выходящих за полосу пропускания.

Посему стоит потратить время, чтобы проанализировать эту простейшую цепь — колебательный контур, причем в двух указанных аспектах. Это только так кажется, что он хорошо знаком.

Аналитическая зависимость модуля полного сопротивления параллельного контура, состоящего из L и C , от частоты выглядит не такой уж сложной:

$$|Z| = \frac{R_p}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}}$$

(f_0 — частота резонанса: $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$).

Достаточно умножить $|Z|$ на крутизну пентода, и мы получим, например, выражение для частотной зависимости коэффициента усиления каскада, нагруженного на контур.

В формуле: R_p — сопротивление контура при резонансе, равное $R_p = Q \rho$, а ρ — это характеристическое сопротивление контура:

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = 2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C},$$

Q — добротность контура.

На рис. 15.1 построены характеристики $|Z|(f)$, которые можно считать амплитудно-частотными характеристиками (АЧХ) одиночного контура. Лучше, как говорят, один раз увидеть!

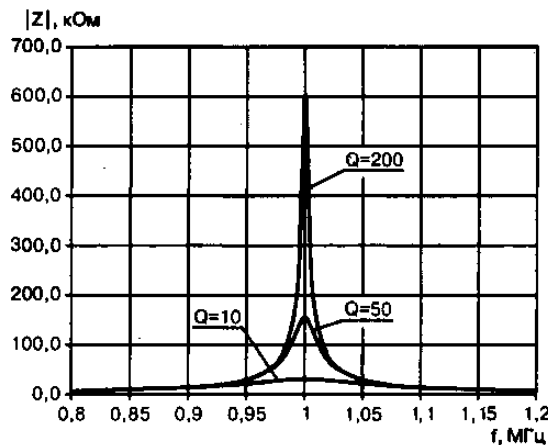


Рис. 15.1. Амплитудно-частотные характеристики колебательного контура

Полоса пропускания

При небольших расстройках относительно резонанса АЧХ контура упрощенно выразится так:

$$|Z| \approx \frac{R_p}{\sqrt{1 + \left(\frac{2Q\Delta f}{f_0} \right)^2}}.$$

Здесь Δf — расстройка относительно центральной частоты f_0 .

Спад, равный $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$, соответствует расстройке относительно резонанса, равной $f_0/2Q$, а полная полоса пропускания в обе стороны: $\Pi = f_0/Q$.

Спад за полосой пропускания (в известных пределах, о которых упомянем дальше) можно очень легко оценивать исходя из того, что он пропорционален расстройке, за единицу отсчета принимая границу полосы. Пусть, например, полоса пропускания контура: $\Pi = 8 \text{ кГц}$ (т. е. расстройка, соответствующая границе полосы — 4 кГц от середины). Тогда ослабление при расстройке, скажем, на 12 кГц будет равно 3, на 28 кГц — 7 и т. д.

Подавление внеполосных сигналов

Из кривых на рис. 15.1 видно: при относительной расстройке начиная с 10 % и больше — ход характеристик уже не зависит от добротности контура. В указанных точках подавление сигнала (относительно центральной частоты) составляет $Q/5$. Любопытно, что более избирательный контур никак не улучшит абсолютное подавление далеко отстоящих от резонанса сигналов, а только относительное!

Для расстроек, превышающих эту границу, характеристика контура приближенно выразится так:

$$|Z| \approx \frac{2\pi f_0 L}{\frac{f_0}{f} - \frac{f}{f_0}} \text{ для отстройки «вниз», то есть } f < f_0, \text{ и:}$$

$$|Z| \approx \frac{1}{2\pi f_0 C \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)} \text{ для отстройки «вверх», то есть } f > f_0.$$

Разумеется, увеличение отстройки относительно резонанса всегда увеличивает ослабление. Но следует иметь в виду, что чем дальше, тем в меньшей степени оно растет.

Например, для контура с добротностью 200 — первые 10 процентов отстройки дадут подавление нежелательного сигнала, равное 40 (то есть 32 дБ). Но следующие 10 % добавят лишь 5 дБ, а следующие 10 — всего 3...

Связанные контуры

Пора вспомнить, что желательную АЧХ для приемного тракта мы представляем себе равномерной в полосе пропускания и быстро спадающей за ее пределами — так сказать, «прямоугольной». АЧХ одиночного контура (рис. 15.1) очень далека от такого идеала: она слишком «острая» посередине и чересчур вяло спадает при расстройке.

Радиолюбитель, собравший свой первый приемник с одним контуром, после короткого периода эйфории (ура, работает!) бывает разочарован. Трудно отселектировать передачу слабой станции, если она соседствует с мощной. Тем не менее, простые одноконтурные аппараты выпускались и промышленно, достаточно вспомнить массовые германские «народные приемники» (Volksempfänger).

Впрочем, они и были нацелены на прием только местных станций. К каждому немецкому радиоаппарату при покупке придавалась картонка с текстом: «Прием иностранного передатчика — это преступление против национальной безопасности наших народов. По приказу вождя оно карается суровым тюремным заключением».

В более совершенных аппаратах приходится переходить к многоконтурным трактам. Такие тракты могут быть построены по одному из двух принципов.

Первый принцип. Как цепочки одиночных контуров (настроенных на единую частоту, но иногда — и взаимно расстроенных).

Второй принцип. Как системы связанных контуров.

Под одиночными контурами понимают либо контуры, взаимно полностью изолированные лампами, либо контуры с очень слабой связью между собой (передача сигнала есть, но нет энергетического влияния друг на друга).

В приемниках диапазонов ДВ, СВ, КВ мы обычно находим связанные контуры. В бытовой аппаратуре чаще всего встречаются пары связанных контуров, в специальной — многоконтурные фильтры сосредоточенной селекции (ФСС). Такие сложные избирательные системы, использующие высокودобротные резонаторы, обеспечивают относительно плоскую вершину АЧХ в области пропускания, и в то же время крутой спад на ее «хвостах». Это достигается ценой ухудшения фазовой характеристики, что неизбежно сказывается на звучании.

Впрочем, для специальных связанных приемников вопрос качества звучания совсем не первостепенный. А для приема однополосной модуляции (SSB) фазовые искажения уж точно не важны.

Следует иметь в виду, что подавление сигналов, значительно выходящих за полосу приема, зависит только от общего числа контуров.

Гауссов тракт — что это?

Займемся теперь трактом с одиночными контурами. Приведенная выше, хорошо известная, формула для полосы пропускания будет неверна, если мы имеем цепочку резонансных каскадов. Например, уже пара контуров при отстройке от центральной частоты, равной $f_0/2Q$, даст общий спад не 0,707, а $0,707 \times 0,707 = 0,5$. Полоса пропускания сузится (кривая 2 на рис. 15.2) по сравнению с одним конту-

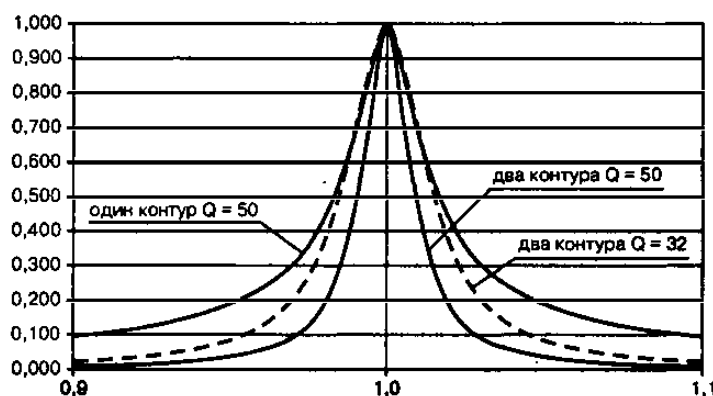


Рис. 15.2. Амплитудно-частотные характеристики многоконтурных трактов: 1 — один контур, $Q = 50$; 2 — два контура, $Q = 50$; 3 — два контура, $Q = 32$

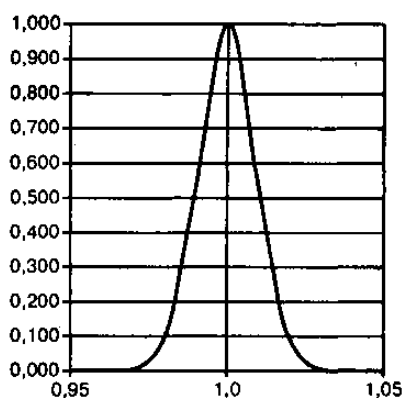


Рис. 15.3. Амплитудно-частотная характеристика многоконтурного тракта — кривая Гаусса

ром (кривая 1). Но путем снижения добротности ее можно привести к прежнему значению (кривая 3).

Если наращивать подобным образом число несвязанных контуров (соответственно регулируя их добротность), то результирующая характеристика приближается к кривой Гаусса, которая представлена на рис. 15.3.

Эта кривая тоже не слишком-то похожа на предполагаемую идеальную АЧХ, но имеет немалое достоинство: ей соответствует линейная фазочастотная характеристика. Там, где крайне важно сохранить форму огибающей после демодуляции (в радиолокаторах, в трактах изображения телевизоров), применяют для основной селекции именно цепочку каскадов с одиночными контурами — дабы получить гауссову АЧХ. Для вещательных приемников АМ здесь можно увидеть путь достижения превосходного звучания.

О РАДИОПРИЕМНИКАХ: ПРИЕМ НОРМАЛЬНЫЙ И ПАРАЗИТНЫЙ

Вы сказали, что у вас есть связь с берегом. Что вы используете? Обычный Маркони, короткие и длинные волны, вероятно. Могу ли я взглянуть? Радио всегда привлекало меня.

Йен Флеминг, «ШАРОВАЯ МОЛНИЯ»

Какие бывают каналы паразитного приема

Наличие паразитных каналов — существенный недостаток супергетеродина. К таким каналам можно отнести следующие:

- «зеркальный»;
- канал приема на первой промежуточной частоте (ПЧ);
- каналы приема, обусловленные гармониками гетеродина.

Каналы паразитного приема реально повредят, собственно, только тогда, когда на них будут работать какие-то станции. От них следует отличать системно обусловленные «пораженные точки».

Помимо этого, возможны явления «забития» сильным сигналом, вызванные нелинейностями трактов, и могущие проявиться в приемнике прямого усиления ничуть не меньше, чем в супере.

Зеркальный канал и борьба с ним

Это канал приема на частоте, отличающейся от частоты основной настройки на удвоенную промежуточную $2f_{\text{ПЧ}}$. Вообще-то для принятой частоты гетеродина $f_{\text{Г}}$ существуют два равноправных канала приема: $f_{\text{С}} = f_{\text{Г}} + f_{\text{ПЧ}}$ и $f_{\text{С}} = f_{\text{Г}} - f_{\text{ПЧ}}$.

Задача в том, чтобы подавить один из них (он-то и будет зеркальным, а другой основным). Чаще основным является «нижний», второй канал. То есть, частота гетеродина устанавливается выше частоты желательного приема (пример в цифрах на рис. 16.1). Почему?

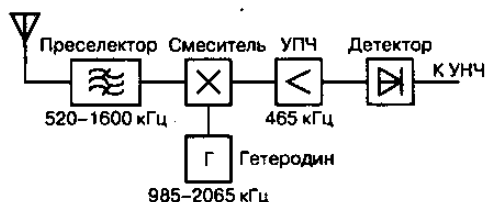


Рис. 16.1. Пример структуры супергетеродина со стандартной ПЧ

Для широкодиапазонных приемников обратный выбор ($f_r < f_c$) влечет множество проблем. Так, может оказаться, что частота гетеродина вообще должна быть меньше нуля! Или она может сделаться равной промежуточной, что абсолютно недопустимо. Кроме того, осложняется подавление приема на гармониках гетеродина.

Впрочем, для приема в узких поддиапазонах приемлема и ситуация «гетеродин ниже».

Как известно, для подавления приема по зеркальному каналу применяют преселекторы, в массовых приемниках это одиночный контур, настраиваемый на частоту основного канала. Мы знаем, что затухание, которое может дать один контур, весьма ограничено, достичь здесь показателей, лучших, чем 30 — 40 дБ, проблематично. По понятной причине, чем выше частота приема, тем хуже подавление зеркального канала.

При прослушивании диапазона коротких волн обращает на себя внимание свист, меняющий тон при перестройке. Этот свист и вызван интерференцией между станциями, принимаемыми по основному и зеркальному каналам. Ведь при перестройке гетеродина — сигналы в тракте УПЧ от станций этих каналов меняются по частоте встречно.

Увеличивать ПЧ или добавлять контур?

Повышение промежуточной частоты рассматривается как естественный путь улучшения селекции основного канала относительно зеркального, ведь при этом увеличивается отстройка последнего от полосы пропускания преселектора.

Но мы уже знаем, что (для структуры с одноконтурным преселектором) отстройка свыше 10 % не даст особо большого эффекта. Она имеет смысл, если к соответствующему показателю нужно добавить разве что несколько децибел; но никак не увеличит подавление на порядок.

Иначе говоря, если уже выполняется: $2f_{\text{пр}} > 0,1f_{\text{с}}$, то рассчитывать на кардинальное улучшение избирательности по зеркальному каналу путем повышения $f_{\text{пр}}$ не приходится. Пусть промежуточная частота равна 465 кГц, $2f_{\text{пр}} \approx 900$ кГц. Тогда на частотах приема до 9 МГц попытка увеличить подавление зеркального канала повышением значения $f_{\text{пр}}$ мало что даст. Гораздо эффективнее будет второй, настраиваемый на частоту основного канала, контур.

Проверим его эффективность прикидочным расчетом. Допустим, что контур преселектора имеет добротность 100. На частоте приема 9 МГц полоса пропускания — 90 кГц, граница полосы 45 кГц от центра.

Удвоенная ПЧ (900 кГц) в 20 раз больше этого значения. Значит, подавление зеркального канала, обеспечиваемое одноконтурным преселектором, равно 20 (т. е. 23 дБ). Конечно, это очень мало.

Добавление второго контура на частоту сигнала увеличит селективность по зеркальному каналу до $20 \times 20 = 400$ (46 дБ). Уже неплохо для бытового приемника, но недостаточно для профессионального, где потребуется еще один контур (69 дБ).

В других случаях, наоборот, повышение промежуточной частоты неизбежно. Мы можем, к примеру, принять за критерий такую ситуацию, когда добавление очередного контура на частоту сигнала не улучшает подавление по зеркальному каналу даже на порядок (в 10 раз). Как ясно из предыдущего, ослабление в 10 раз соответствует расстройке относительно резонанса на величину 5П. Значит, если $2f_{\text{пр}} < 5П$, увеличение числа настраиваемых контуров при данном значении $f_{\text{пр}}$ неэффективно. Промежуточную частоту следует увеличивать.

Рассмотрим снова ситуацию $f_{\text{пр}} = 465$ кГц, $2f_{\text{пр}} \approx 900$ кГц. Тогда, если полоса пропускания входного контура равна $900 / 5 = 180$ кГц или больше, то повышение ПЧ будет единственным способом обеспечить селективность по зеркальному каналу.

Пусть ожидаемая добротность входного контура снова равна 100. Значение полосы пропускания 180 кГц будет на частоте 18 МГц. Начиная с этой границы, столь низкая промежуточная частота уже неприемлема.

При подборе значения ПЧ применительно к широкодиапазонным приемникам — не избежать ситуации, когда она оказывается внутри рабочего диапазона (а это недопустимо). Чтобы с ней разойтись, разработчики использовали варианты с переключаемой ПЧ — разной для разных поддиапазонов. Впрочем, существует более радикальный путь, который сейчас и будет рассмотрен.

Приемники с задиапазонной ПЧ

Применение промежуточной частоты, выходящей за верхнюю границу диапазона принимаемых частот, стало довольно обычным делом в современной технике широкодиапазонного радиоприема (см. пример на рис. 16.2). Здесь зеркальный и все другие побочные каналы приема сдвигаются далеко в высокочастотную область. Для их подавления достаточно применить в качестве преселектора просто **фильтр нижних частот**.

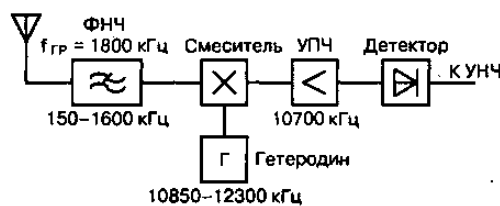


Рис. 16.2. Пример структуры супергетеродина с задиапазонной ПЧ

Неперестраиваемый преселектор обеспечивает простоту реализации, удобство электронной (цифровой) перестройки приемника. А применение в нем многозвенной фильтрации эффективно подавляет нежелательные каналы приема.

Следует, правда, отметить, что для ламповой техники подобные структуры по ряду причин не были характерны.

Помеха с промежуточной частотой

Физическая причина возникновения канала приема на частоте, равной промежуточной, состоит в том, что смеситель приемника отнюдь не является идеальным четырехквadrантным перемножителем (как выразился бы специалист). Отсюда — на его выходе будут присутствовать не только составляющие с суммарной и разностной частотой, но и составляющие входных колебаний: входной сигнал и сигнал гетеродина. Между прочим, о втором нередко забывают, а ведь мощные колебания гетеродина легко перегружают усилитель ПЧ.

Но нас сейчас интересует первый из сюжетов: а именно, проникновение в тракт ПЧ сигнала на частоте, равной промежуточной. Конечно, в какой-то мере такой сигнал будет подавлен преселектором. Но обычно мы встречаем в реальных схемах добавочный заградительный фильтр на подобную помеху.

Почему так серьезно относятся к подавлению всего лишь одного из ряда паразитных каналов приема?

Первое. Эта помеха опаснее. Если мешающий сигнал проникает в тракт по зеркальному каналу, то пораженной оказывается только одна конкретная точка шкалы. В то время как помеха на ПЧ давит разом все, независимо от настройки.

Второе. Эта помеха вероятнее. Источником помехи с промежуточной частотой мог быть попросту другой радиоприемник (например, работающий за стеной). Напряжение ПЧ на входе детектора может доходить до десятков вольт, вот вам и излучатель помехи! Не удивительно, если близкорасположенная антенна другого аппарата будет принимать не столько желаемую станцию, сколько передачу из соседней квартиры.

Помехи на гармониках гетеродина

Наличие побочных каналов вокруг гармоник гетеродина вызвано даже не тем, что колебания гетеродина несинусоидальны; основной фактор — это отличие характеристики смесителя от квадратичной. То есть, в конечном счете, несинусоидальным является закон изменения крутизны преобразовательной лампы $S(t)$.

Это вызывает появление дополнительных каналов приема на частотах:

$$2f_{\Gamma} - f_{\text{ПР}}, 2f_{\Gamma} + f_{\text{ПР}}, 3f_{\Gamma} - f_{\text{ПР}}, 3f_{\Gamma} + f_{\text{ПР}} \text{ и т. д.}$$

Обычно самым опасным (наиболее близким к рабочему диапазону частот) является первый в этом ряду.

Хорошо еще, что (в отличие от зеркального канала) каналы приема, обусловленные гармониками гетеродина, в принципе уже ослаблены относительно основного канала. А на сколько ослаблены — зависит от формы колебаний $S(t)$.

Например, симметрично искаженные колебания практически не содержат второй гармоники $2f_{\Gamma}$. Если к тому же они близки к прямоугольным (меандр), то каждая гармоника ослаблена ровно во столько раз, каков ее номер. Если в прямоугольных колебаниях полуволны различаются по длительности (короткие импульсы), то ослабление высших гармоник относительно основной частоты будет меньше, и вдобавок вылезут четные гармоники. Если колебания все же сглажены, высшие гармоники будут затухать быстрее.

Прошу извинения за столь вульгарное преподнесение основ спектрального анализа в одном абзаце.

Подавление указанных паразитных каналов обеспечивается преселектором, и если в качестве основного канала выбран «нижний», оно не доставляет проблем.

Впрочем, известны разработки, в которых преобразование на второй или третьей гармонике частоты гетеродина являлось именно рабочим режимом.

Забитие. Кросс-модуляция

Особые ситуации возникают при действии на вход приемника помех большого уровня от близкорасположенных передатчиков.

То, что перегружающие сигналы находятся в стороне от частоты приема, большого значения не имеет. Например, в диапазоне коротких волн полоса пропускания контура преселектора даже по уровню 0,707 доходит до сотен килогерц, при том, что и далее АЧХ может спадать очень медленно. Не всегда понимают, что первый каскад приемника воспринимает на самом деле смесь сигналов множества станций. Весьма вероятно, что среди них попадутся сигналы с такими уровнями, при которых уже сказывается нелинейность характеристик ламп.

И что же тогда? Рассматривают два фактора.

Первый фактор. Сильный сигнал нежелательной станции может послужить своего рода «гетеродином». И перенести по частоте какую-то другую, постороннюю станцию: либо в рабочий диапазон, либо (что более вероятно) на промежуточную частоту. В последнем случае мы будем на всех частотах слышать эту передачу. Возможен и просто прием гармоник мощного сигнала.

Второй фактор. Сильный сигнал нежелательной станции может быть продетектирован (сеточное детектирование) одной из ламп низкочастотной части тракта. Напряжение звуковой частоты будет модулировать передачи других станций, и мы, принимая нужную станцию, будем слышать и чужую модуляцию (перекрестная модуляция, или кросс-модуляция). В худшем случае, лампа будет просто заперта постоянной составляющей продетектированного напряжения (забитие тракта).

Забитие и перекрестная модуляция скорее возникают при такой организации сеточных цепей, которая провоцирует режим сеточного автосмещения.

По сути дела, мы подошли здесь к показателю, который именуется **динамическим диапазоном приемника** (или диапазоном допустимых уровней сигнала).

Меры борьбы с перегрузкой очевидны:

- ♦ уменьшение сопротивления сеточных цепей, вывод первых каскадов из контура АРУ;
- ♦ повышение линейности первых каскадов;
- ♦ при тяжелой помеховой обстановке — применение входного аттенюатора, ослабляющего все сигналы.

Разумеется, хороший преселектор все же снижает вероятность перегрузки, причем важен именно показатель абсолютного ослабления внеполосных сигналов.

Вот теперь самое время вспомнить, что абсолютное ослабление при больших расстройках не зависит от добротности, оно увеличивается только за счет снижения характеристического сопротивления контура. Хороший в этом отношении преселектор должен иметь низкие индуктивности и большие емкости.

Между прочим, если уровни сигнала и недостаточны, чтобы перегрузить каскад усиления радиочастоты, то, будучи им усиленными, они уже могут оказаться опасными для следующей лампы.



Примечание.

Наличие в приемнике усилителя высокой частоты (УВЧ) крайне вредно! А если он и есть, то уж, по крайней мере, вся избирательность по сигналу должна быть сосредоточена на его входе.

Надо заметить, что разработчики прежних лет не следовали этой логике. Более важным считалось побольше усилить сигнал до смесителя — наиболее «шумного» элемента тракта, с целью повышения реальной чувствительности.

Перегрузка УПЧ

Аналогичные явления могут возникнуть в тракте УПЧ. Хотя полоса пропускания здесь существенно более узкая, зато уровни сигнала намного выше.

Очевидно, что оптимальная структура тракта будет соответствовать сосредоточению всей избирательности прямо на выходе смесителя (ФСС), а последующие каскады могут быть аperiodическими (широкополосными) или слабоизбирательными.

Двойное преобразование. Пораженные частоты

Двойное преобразование частоты призвано оптимально разделить две задачи:

- ♦ получения требуемого подавления паразитных каналов (решаются применением высокой первой ПЧ);
- ♦ формирования заданной характеристики основной селекции (что удобнее реализовать на относительно низкой второй ПЧ).

Впрочем, известны аппараты даже с тройным преобразованием (пример: «Калина»).

Нередко находили применение структуры с переменной первой ПЧ. У них два преимущества: единая для всех поддиапазонов шкала, и кварцованный (а, значит, высокостабильный) первый гетеродин. И уж тут второе преобразование просто неизбежно.

Увеличение числа преобразований множит, в принципе, и паразитные каналы. Наибольшую опасность представляет сигнал второго гетеродина и его гармоники. Попав на вход приемника, они забивают множество точек диапазона приема, образуя пораженные частоты.

Борьба с этим явлением одна: всемерно улучшать экранировку блоков приемника и развязку по общим цепям.

«Режекторно-интегральный формирователь частотной характеристики»

Описание «режекторно-интегрального формирователя частотной характеристики» может попасться в старом журнале «Радио». Элементарными средствами обеспечивается близкая к идеальной характеристика затухания фильтра ПЧ. Почему же столь простая система не нашла применения?

По существу, автор идеи добивается имитации желаемой АЧХ с помощью нелинейных элементов при испытании тракта тестовым гармоническим сигналом, и контроля по постоянной составляющей на выходе детектора. Такой «имитатор красивой кривой» не имеет ничего общего с условиями реального приема, а публикация — просто комичное недоразумение. На этой веселой ноте мы и окончим изложение серьезных вещей.

Мои многоэлектродные лампы

6Л7 — гептод, копия 6L7, применялся в довоенных приемниках на октальных лампах, и в том же УС-1. Гептод — это преобразовательная лампа с пятью сетками, предназначенная для работы в качестве смесителя с отдельным гетеродином, либо с совмещенным гетеродином по схеме «трехточки». В отличие от (тоже пятисеточного) пентагрида 6А8, где гетеродин строился по схеме с индуктивной связью.

Интересно, что, когда в войсках не было запасных ламп 6Л7 (а их постоянно не было), умельцы ставили взамен них 6К7 или 6Ж7, и приемник продолжал работать! Реализовывался режим односеточного преобразования на пентоде, а сигнал гетеродина наводился через паразитные емкости.

6А7 — классический гептод-преобразователь, применявшийся во всех супергетеродинах 50-х годов, аналог 6SA7. Выпускался и вариант в стеклянном баллоне с маркировкой 6A10C.

6Ф7 — единственный октальный триод-пентод. Его американский прототип 6F7 имел другой цоколь (так называемый цоколь RCA). Выпущен специально и исключительно для комплектации самолетного приемника УС-9, являвшегося, в свою очередь, точной копией американского ВС-348. Лампа редкая и коллекционная, впрочем, объективно — с весьма низкими параметрами.

О РАДИОПРИЕМНИКАХ: АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Бонд заметил, что Матис повернул ручку громкости на максимум, светился красный индикатор длинноволнового диапазона, однако аппарат молчал.

ЙЕН ФЛЕМИНГ, «КАЗИНО РУАЙЯЛЬ»

Проблема № 1: регулирующий элемент

Трудно себе представить радиоприемник без цепей автоматической регулировки усиления (АРУ). Но каскад с изменяющимся коэффициентом передачи — это не так просто, как может показаться: серьезные ограничения накладываются возможностью появления искажений при сильном сигнале. Здесь мы снова сталкиваемся с проблемой передачи сигналов большого уровня.

В подавляющем большинстве случаев в ламповых приемниках используется АРУ, действующая по принципу выпрямления колебаний с выхода радиотракта и подачи полученного регулирующего напряжения на запирающие лампы усилительных каскадов, как это видно, например, по фрагменту схемы приемника «Рекорд-53» на рис. 17.1.



Примечание.

Следует хорошо осознать, что подобные системы АРУ обладают принципиальным недостатком: при максимальном сигнале на входе — ток ламп наименьший! Это ограничивает диапазон регулирования. Попробуем разобраться на примере, в чем тут дело.

Пусть выходной лампой усилителя промежуточной частоты является обычный пентод 6Ж3П. При напряжении на управляющей сетке минус 4 В он практически заперт, эту величину и можно считать максимальным уровнем регулирующего напряжения.

Так для чего нужны пентоды «К»?

Интересный вопрос в заглавии, правда? Увы, в книгах он освещен туманно. Но после разобранных выше примера нетрудно догадаться, в чем дело.

А дело в том, что пределы регулирования прямо зависят от формы характеристики регулирующего активного элемента. Потому в лампах типа «варимю» (которые называют также лампами с удлинённой характеристикой), предназначенных для регулирования, характеристику деформируют, делая ее близкой к экспоненциальной.

Действительно, для экспоненты — крутизна (как производная) пропорциональна току, а значит, диапазон регулирования будет в точности равен допустимому диапазону изменения тока. В рассмотренном выше примере он был бы равен 27 вместо 3. Разница убедительная!

Тем не менее, и такой диапазон кажется недостаточным.

Многокаскадное регулирование

Очевидна идея регулировать несколько последовательных каскадов, если диапазон неискаженного регулирования для одного недостаточен: общий коэффициент регулирования, как ожидается, получится перемножением частных. Собственно, для трактов радиоприемников это — традиционное решение: вместо одного управляемого каскада использовать несколько (быть может, с меньшим усилением в каждом).

Секрет выигрыша в том, что для первого каскада мы теперь не требуем неизменности сигнального тока (на помощь придут последующие каскады), а, значит, его постоянный ток при максимальном входном сигнале больше, чем был бы в однокаскадном регуляторе, налицо запас. Динамический диапазон тракта действительно может быть расширен.

«Гениальные» идеи и их фиаско

Нельзя мимоходом не остановиться на бредовых идеях, которые мелькали в популярной литературе, и теперь, попавшись кому-то на глаза, вполне могут дезориентировать.

Речь идет об использовании в регулируемых каскадах обычных пентодов с «короткой» характеристикой, которые путем особого включения превращаются почти что в «варимю».

Рассмотрим пентодный каскад, где заданное напряжение на второй сетке обеспечивается последовательным гасящим резистором. При запираании лампы напряжением АРУ — снижается общий ток катода, а значит, и второй сетки. Напряжение на ней растет, анодно-сеточная характеристика смещается влево, тормозя падение тока. Чем не «удлинение» характеристики без использования ламп типа «К»?

На самом деле никакой деформации характеристики для усиливаемого сигнала (а именно это и требуется) здесь нет. А описываемый эффект отражает лишь снижение коэффициента передачи петли регулирования. Что является недостатком, а не достоинством.

Аналогичное влияние приписывают резистору автосмещения в катоде: запираение лампы напряжением АРУ сопровождается уменьшением автосмещения, что эквивалентно «удлинению» характеристики...

В действительности, если этот резистор заблокирован конденсатором, то он не оказывает влияния на характеристику для сигнала. А если нет, то он просто препятствует регулированию, стабилизируя усиление. Впрочем, когда лампа почти заперта (самый опасный случай), этот резистор вообще ни на что не влияет.

Новость: управление токораспределением

Возможен альтернативный способ регулирования усиления: подачей управляющего напряжения на третью сетку. Из-за того, что управление здесь осуществляется токораспределением, предельный уровень сигнала связан с током лампы в номинальном режиме, из которого она, по сути, и не выходит. Диапазон регулирования получается значительно больше, чем ранее (максимальный входной сигнал определяется попросту раствором характеристики лампы).

Ослабление достигается тем, что часть тока лампы отводится мимо выхода — в экранную сетку. В предельном случае весь ток лампы будет восприниматься экранной сеткой. Значит, надо заботиться о том, чтобы не был превышен допустимый ток этой сетки и допустимая рассеиваемая мощность на ней. Желательно, разумеется, питать сетки от отдельного источника с низким внутренним сопротивлением.

Регулирование токораспределения встречается чаще, чем думают: именно оно реализуется в частотообразовательных гептодах, таких как 6А7, где напряжение АРУ подается как раз на третью сетку. К при-

меру, в приемнике «Звезда-54» никакой другой цепи регулирования вообще не предусмотрено. В подобном режиме применимы и известные нам пентоды с двойным управлением, такие как 6Ж10П.

Проблема № 2: петля регулирования

Мы рассмотрели проблемы регулирующих элементов, с которыми связаны пределы неискаженного регулирования сильных сигналов. Но не менее важны вопросы реализации петли регулирования, определяющие стабильность выходного напряжения при изменении входного.

В этом отношении недостаток простейшей АРУ тот, что в ней регулирующее напряжение и амплитуда выходного сигнала — это, в сущности, одно и то же.

Для эффективного управления лампой 6К4П, например, отрицательное напряжение смещения должно изменяться от $U_c = 0,7$ В до $U_{c\max} = 25 - 30$ В. Значит, в этих же пределах (до 32 дБ) будет изменяться полезный сигнал на выходе детектора... Для высококлассных радиоприемников недопустимо много.

Повышение эффективности АРУ требует «отвязки» диапазона напряжений АРУ от диапазона выходных уровней. Это достигается применением так наз. задержки: особый выпрямитель АРУ заперт напряжением U_z , открываясь только при его превышении.

Теперь минимальный уровень выходного сигнала, соответствующий началу действия АРУ, будет равен U_z , а максимальный — $U_z + U_{c\max}$.

Допустим, напряжение задержки установлено равным 10 В. Диапазон уровней сигналов на выходе УПЧ будет при этом изменяться от 10 до 35—40 В (изменение 12 дБ вместо 32, эффект налицо). Увеличим напряжение задержки — диапазон изменения выходных уровней станет еще меньше, хотя сами выходные напряжения — еще выше... И здесь встает новая проблема.

Для чего столько ламп?

Многие, вероятно, с недоумением замечали, что в приемниках высоких классов число каскадов усиления намного превышает необходимое с точки зрения требований к чувствительности. Отчего бы это?

Мы убедились, что попытки уменьшить диапазон изменения уровней выходных сигналов неизбежно приводят к необходимости иметь на выходе усилителя радиотракта сигнал очень высокого уровня — десятки вольт. Ничего хорошего здесь нет.

Во-первых, работа со столь сильными сигналами снова вернет нас к проблеме регулирующего элемента: вероятно, придется снизить диапазон регулирования для последней лампы, увеличивая число регулируемых каскадов (вот откуда лишние лампы!).

Во-вторых, для таких приемников и те же 12 дБ изменения уровня сигнала — все равно слишком много.

В современной технике подобные затруднения легко снял бы усилитель постоянного тока; но разработчики ламповых схем искали другие пути. Приемлемым способом решить проблему было применение дополнительного каскада усиления, специально для тракта АРУ.

Идея состоит в том, что для каскада усиления АРУ не важны искажения огибающей, потому не надо беспокоиться о его линейности.

ЛАМПОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ — ЭТО ПРОСТО

В этом Шаге рассматриваются «три кита» ламповой схемотехники SE-PP-OTL. На самом деле тут нет ничего нового или таинственного: SE (Single Ended) — это тривиальный однотактный каскад; PP (Push Pull) — всем известный двухтактный усилитель; OTL (Output Transformer Less) — бестрансформаторный усилитель. Материал подготовлен Николаем Суховым, главным редактором журнала Радиолюбби

Самый схемотехнический журнал

ИНТЕРНЕТ-сайт журнала Радиолюбби <http://radiohobby.QRZ.ru> по данным рейтингового сервера Google PageRank (PR=5) является самым популярным среди всех технических изданий России и Украины.

Тематика журнала Радиолюбби. Новые электронные компоненты, техника и технология. Схемотехнический дайджест из трех десятков зарубежных журналов. Микроконтроллеры, автоматика. Бытовая и автомобильная электроника. Любительская и профессиональная связь. Аудиотехника ламповая и транзисторная, Hi-Fi и High-End. Телевидение. Ремонт, обмен опытом. Измерительная техника. Компьютеры, ИНТЕРНЕТ, ФидоНет в радиолюбительской и инженерной практике.

Распространяется журнал Радиолюбби по подписке в любом почтовом отделении: в России по каталогу «Роспечати», индекс 22033 и в Украине — по каталогу «Укрпочты», индекс 74221. Адрес редакции: 03190, Киев-190, а/я 56, тел. (+38 044)360-90-96. E-mail: radiohobby@yandex.ru.

Знакомьтесь: однотактный каскад

Достоинства. Приверженцы однотактной ламповой схемотехники считают себя самыми последовательными борцами за чистоту звука, утверждая, что только в однотактном 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 быстренько опускает нас с облаков на землю.

Вот только основные недостатки SE.

Недостаток первый — 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».

Недостаток второй — 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.

Недостаток третий — 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. [16]. Рассмотрим примеры практических схем SE.

Схема SE усилителя низкой частоты мощностью 3 Вт

Схема SE усилителя мощностью 3 Вт показан на рис. 18.1 (В. Большов). Выходной трансформатор выполнен на магнитопроводе Ш16×16, первичная обмотка содержит 3500 витков ПЭЛ 0,15, а вторичная 165 витков (нагрузка 4 Ом; для 8 Ом число витков следует удвоить) ПЭЛ 0,64.

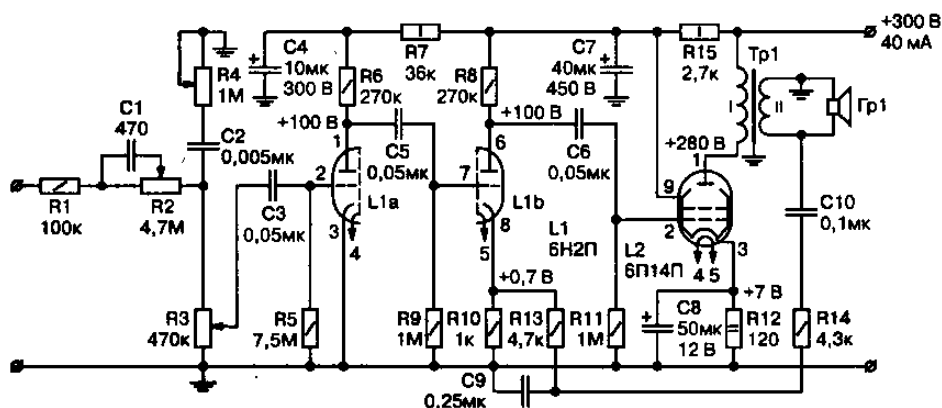


Рис. 18.1. Пример практической схемы SE усилителя мощностью 3 Вт

Цепь частотнозависимой ООС $C10R14C9R13$ 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 усилителя на «аудиофильской» лампе 6С33С

Схема SE на «аудиофильской» лампе 6С33С, отличающейся большой мощностью анода, высокой линейностью характеристик и низким внутренним сопротивлением, показана на рис. 18.2 (Д. Андронников).

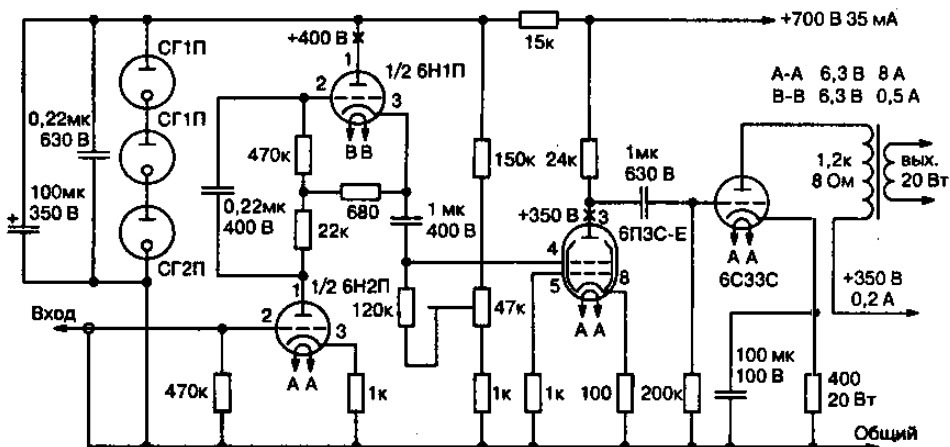


Рис. 18.2. Схема SE на «аудиофильской» лампе 6С33С

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

Схема SE на мощном модуляторном триоде RB300-CX

Схема SE на мощном модуляторном триоде RB300-CX (ранее сугубо военном, а ныне доступном и для простых смертных на Санкт-Петербургском ПО «Светлана»), имеющем высокую крутизну (25 мА/В), большое анодное напряжение (2200 В) и мощность (300 Вт с обдувом, 30 Вт — без обдува), а также низкое внутреннее сопротивление (500 Ом) разработана Д. Андронниковым (рис. 18.3).

Выходной трансформатор Tr1 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-CX, а также применению регулируемого фиксированного смещения на сетки обеих ламп, в данной схеме удалось реализовать принцип частичной компенсации квадратичной нелинейности выходной лампы нелинейностью входной.

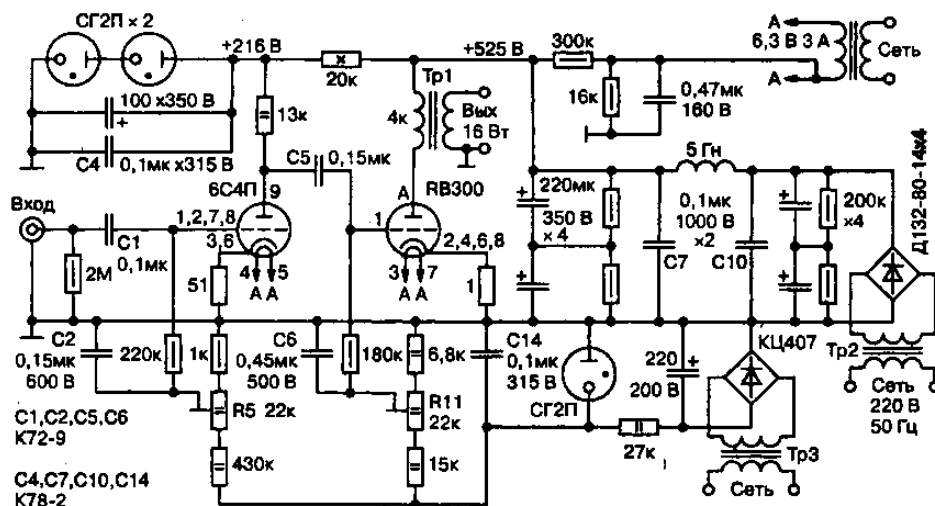


Рис. 18.3. SE на мощном модуляторном триоде RB300-CX

**Примечание.**

Суть этого принципа 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 удастся снизить до 2% (при этом собственно RB300-CX дает примерно 6%).

Номинальный диапазон частот усилителя 45 Гц — 45 кГц, чувствительность 0,7 В, выходное сопротивление 1,6 Ом [28].

Знакомьтесь: двухтактный каскад

Достоинства. 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.

Недостатки. Но, к сожалению, все эти достоинства будут реализованы 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.

**Примечание.**

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

Приемлемую симметрию полуобмоток выходного трансформатора удастся 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.



Совет.

Решить легче проблему можно, применив простейший пробник с двумя миллиамперметрами в анодных цепях сравниваемых ламп:

- ♦ *все остальные электроды которых соединены параллельно и подключены к источникам номинальных питающих напряжений;*
- ♦ *на управляющие сетки подается постоянное напряжение с движка резистора делителя напряжения.*

Изменяя напряжение на сетках от нуля до полностью запирающего, сравнивают анодные токи, которые не должны отличаться более, чем на несколько процентов [10]. Рассмотрим примеры практических схем РР.

Схема РР с двойным триодом

Одно из решений, избавляющих от головной боли при подборе пар ламп, — применить на выходе двойной триод — рис. 18.4 (Е. Зельдин). Правда, особой мощностью 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 Ш12×20, первичная содержит 2300 витков ПЭВ 0,12, вторичная — 74 витка ПЭЛ 0,74.



Примечание.

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.

Оптимальное эквивалентное сопротивление между анодами ламп выходного каскада, обеспечивающее передачу в нагрузку максимальной мощности $R_{\text{аа. опт}} = 2R_{\text{г}}$.

Индуктивность первичной обмотки, при которой завал АЧХ на частоте $f_{\text{н}}$ не превысит 3 дБ $L1 = R_{\text{аа. опт}} / (2\pi f_{\text{н}})$.

Коэффициент трансформации $n = W2/W1 = (R_{\text{нагр}} / (R_{\text{аа. опт}} \times \eta_{\text{тр}}))^{\frac{1}{2}}$.

По этим данным можно выполнить приближенный конструктивный расчет выходного трансформатора. Поперечное сечение магнитопровода $S = 0,4 P_{\text{вых}} / \eta_{\text{тр}}$, [см²].

Число витков первичной обмотки $W1 = 550 \times (L1 \times l_{\text{ср}} / S)^{\frac{1}{2}}$, где $l_{\text{ср}}$ — средняя длина силовой линии магнитного поля (параметр магнитопровода).

Число витков вторичной обмотки $W2 = nW1$.

Понятно, что все расчеты носят прикидочный характер, и для достижения высоких характеристик усилителя требуют корректировки.



Совет.

При единичном изготовлении целесообразно делать обмотки с дополнительными отводами (скажем, через 5% от полного числа витков) для обеспечения возможности оперативного подбора при налаживании.

Конкретное конструктивное исполнение трансформатора для высококачественного УНЧ призвано обеспечить индуктивность первичной обмотки не ниже заданной в таком случае:

- при идеальной симметрии ее половинок;
- при минимуме паразитной индуктивности рассеивания (она ограничивает АЧХ на ВЧ);
- при минимуме активного сопротивления обмоток;
- непревышения магнитным потоком предельного (обычно порядка 0,5 Тл) значения, выше которого магнитопровод будет вносить недопустимо большие нелинейные искажения.



Примечание.

Выполнение всех этих требований — искусство на грани Страдивари, 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.



Внимание.

При намотке особое внимание следует уделять полной симметрии половинок первички (не только числа витков, но и длины провода и симметрии относительно магнитопровода).

Для этого 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 первичек по типу слоеного пирога или гамбургера (рис. 18.5). После намотки и сборки пропитайте весь трансформатор парафином, воском или стеарином.

Схемные решения фазоинверсных каскадов двухтактных ламповых УНЧ — наиболее варьiruемая их часть. Чаще всего применяют:

- фазоинверторы с разделенной нагрузкой (реализация требует всего один триод, но неравенство выходных сопротивлений со

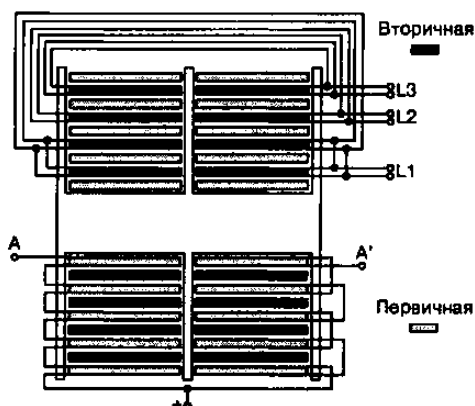


Рис. 18.5. Секционирование вторичной обмотки

стороны анода и катода заметно нарушают симметрию противофазных напряжений);

- самобалансирующийся фазоинвертор (требуется два триода, но каскад одновременно дает усиление по напряжению);
- 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. Ведь для компенсации разбаланса полуобмоток выходного трансформатора и пар выходных ламп в высококачественных УНЧ, как правило, предусмотрены **подстроечники**. Они слегка асимметрируют фазоинвертор и позволяют минимизировать уровень гармоник на выходе УНЧ при налаживании непосредственно по спектру, наблюдаемому в реальном времени на спектроанализаторе.

Классическая схема РР УНЧ Вильямсона

На рис. 18.6 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

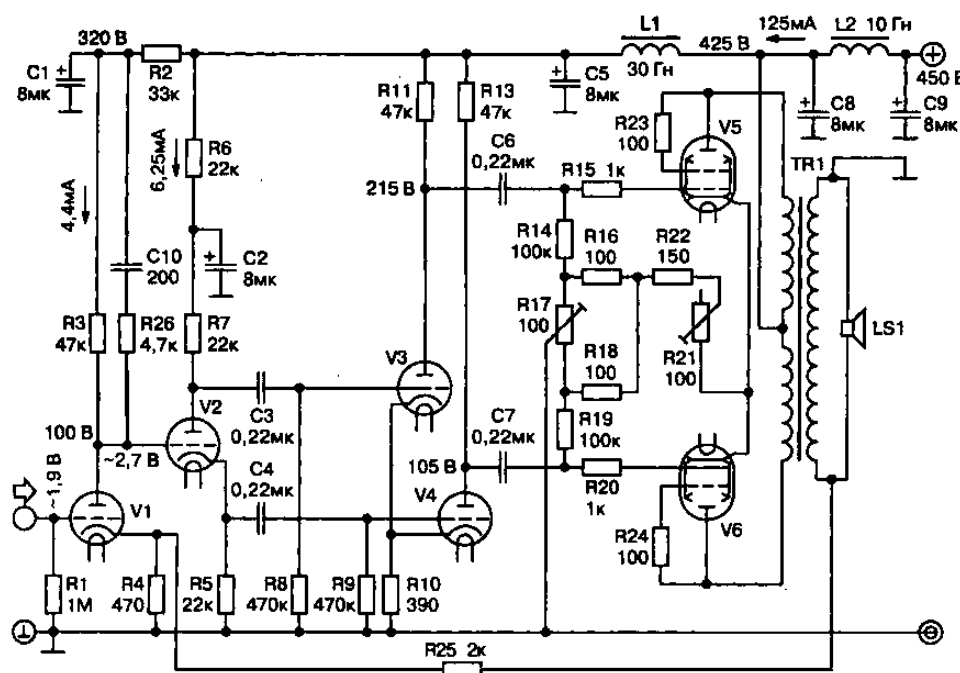


Рис. 18.6. Классическая схема УНЧ Вильямсона

ООС 12 дБ чувствительность падает до 0,8 В, коэффициент гармоник снижается до 0,3%, а полоса частот расширяется до 30—40000 Гц.

В качестве V1—V4 применены 6SN7 (6H8C), а на выходе — EL34 (6П27С). Выходной трансформатор намотан на магнитопроводе английского формата E-1 150 N (высота 150 мм). Размещение его обмоток показано выше на рис. 18.5. 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.

Схема PP усилителя Avery Fisher SA-16 с фазоинверсным каскадом

Фазоинверсный каскад с разделенной нагрузкой и подстройкой симметрии в цепи катода применен в усилителе Avery Fisher SA-16 (рис. 18.7). Он выполнен на правом по схеме триоде 12AX7, а собственно регулировка выполняется подстроечным резистором 50 кОм.

Схема PP усилителя УНЧ QUAD II с самобалансирующимся фазоинвертором

Схема QUAD II. Типичный представитель УНЧ с самобалансирующимся фазоинвертором — QUAD II (рис. 18.8). Верхний левый по схеме пентод V1 — это обычный усилитель с нагрузкой R5, а собственно инверсию выполняет нижний левый пентод V2 с нагрузкой R6. Управляющая сетка пентода 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 $K_u = -(R8+R9)/R7$.

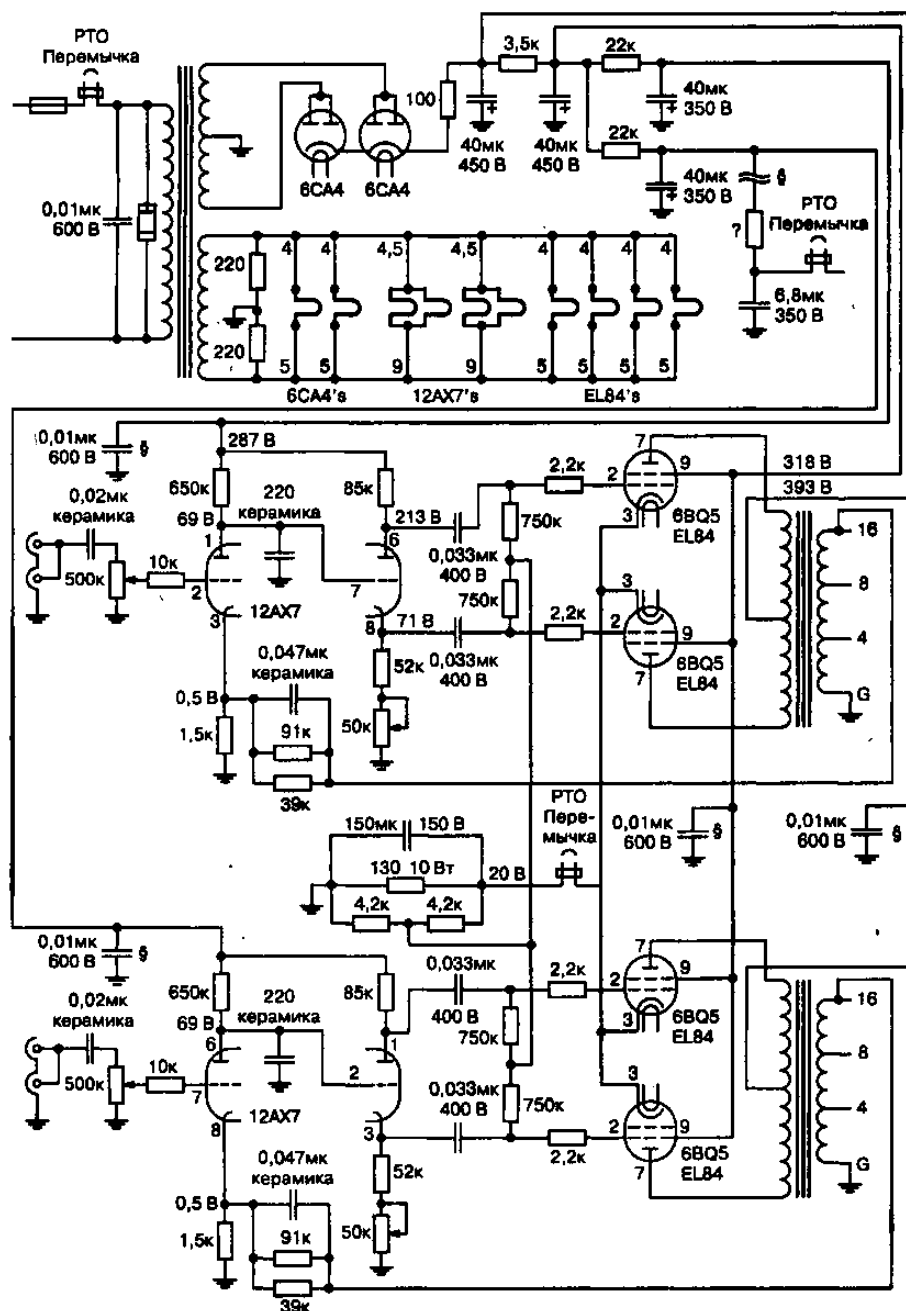


Рис. 18.7. Фазоинверсный каскад с разделенной нагрузкой и подстройкой симметрии в цепи катода (усилитель Avery Fisher SA-16)

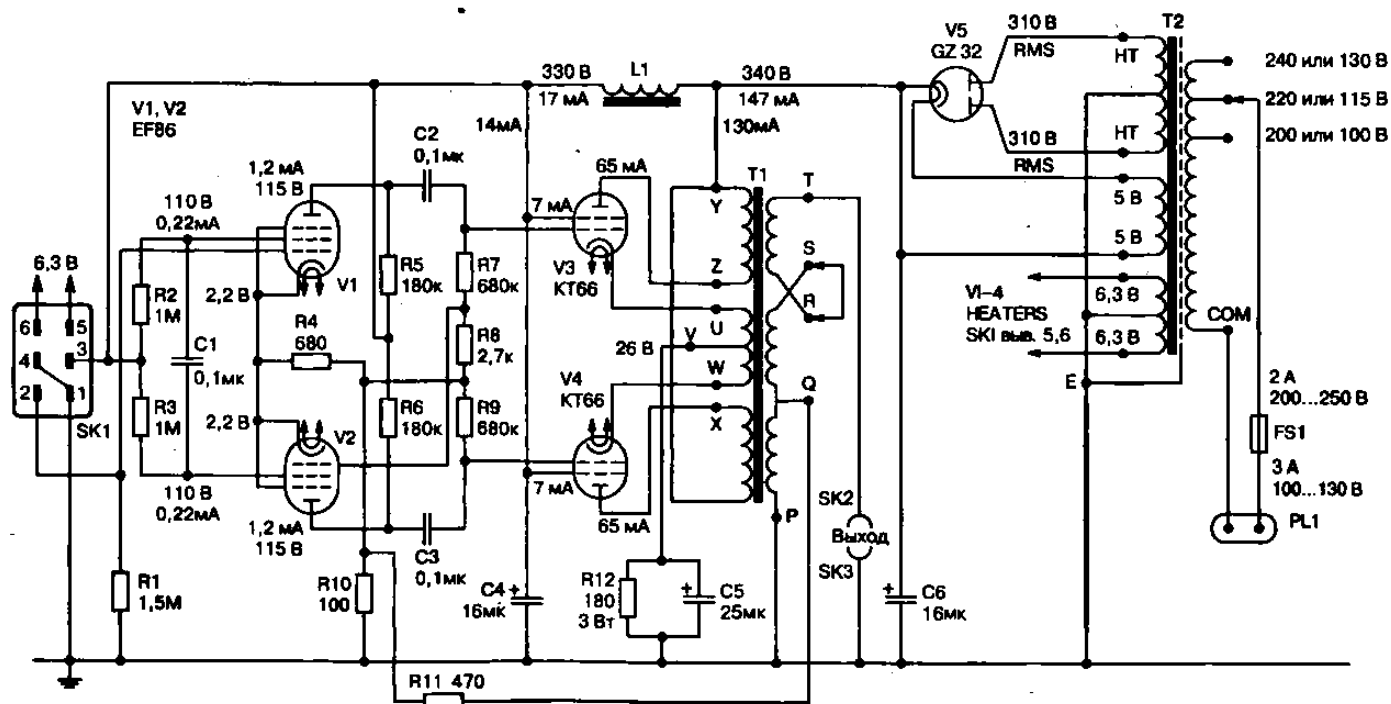


Рис. 18.8. Схема УНЧ с самобалансирующимся фазоинвертором — QUAD II

А поскольку $R_9=R_7$, небольшой довесок R_8 компенсирует неидеальность (небесконечность коэффициента усиления) лампы. Из других особенностей QUAD II стоит отметить:

- довольно глубокую общую ООС ($R_{11}R_{10}$);
- применение автоматического смещения ($R_{12}C_5$);
- наличие местной ООС, подаваемой с отдельной обмотки выходного трансформатора в катоды V_3, V_4 .

Схема PP усилителей низкой частоты Avantic и Grommes 260A

Парафазный фазоинверсный каскад сегодня можно назвать дифференциальным усилителем с заземленным (по переменному току) одним из входов.

Схема УНЧ Avantic. На рис. 18.9 показана схема УНЧ Avantic с таким каскадом (лампа V_2) без подстройки. А на рис. 18.10 представлена схема УНЧ Grommes 260A также со вторым парафазным каскадом и регуляторами 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 знакомых популярных транзисторных УНЧ (рис. 18.11, входной каскад на ECC83).

Схема лампового PP УНЧ на трансформаторах

Схема «лампового УНЧ на трансформаторах». Обзор фазоинверсных ухищрений будет неполным, если не упомянуть еще одно течение истинных борцов за чистоту звука. На рис. 18.12 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.

Решение проблем. 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); трансформаторы немислимых габаритов и массы. Более смекалистые разработчики пытаются применить эффективные схемные решения.

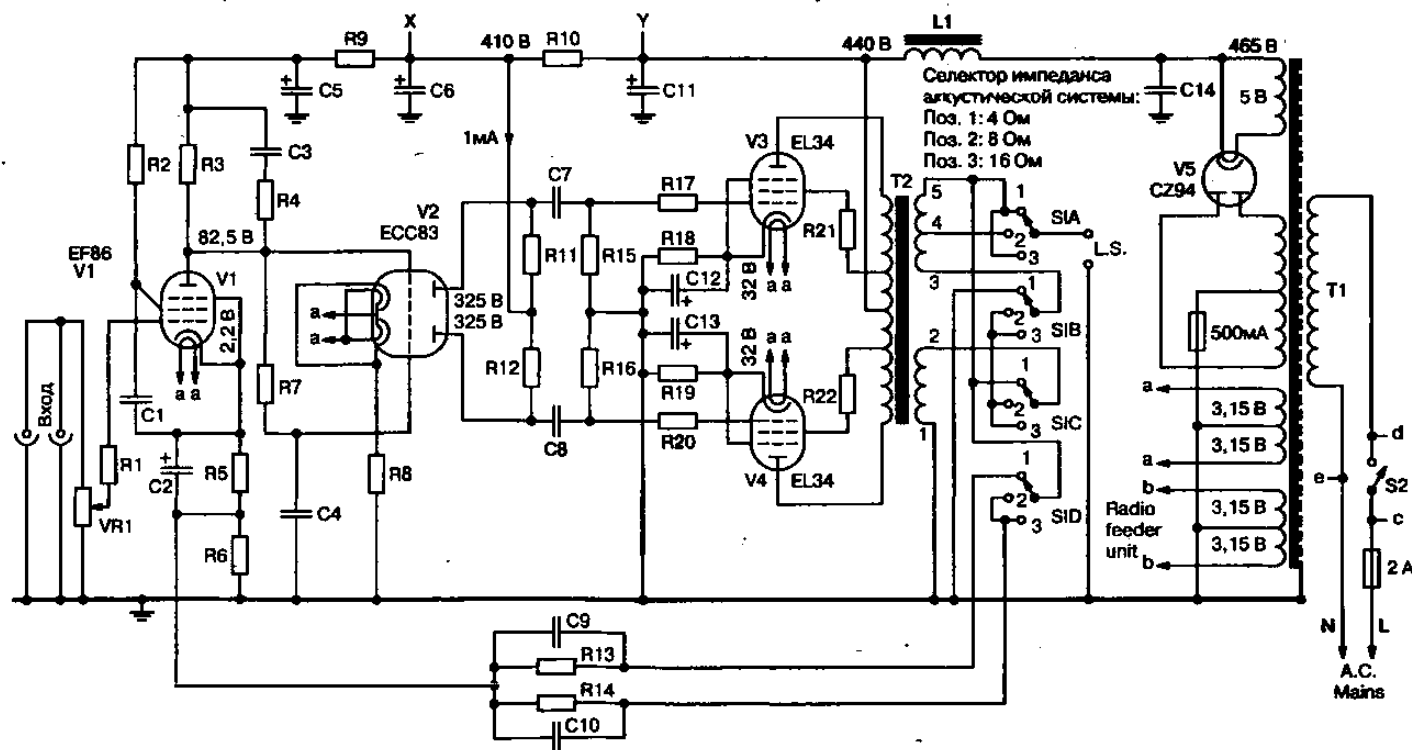


Рис. 18.9. Схема УНЧ Avantis с каскадом (лампа V2) без подстройки

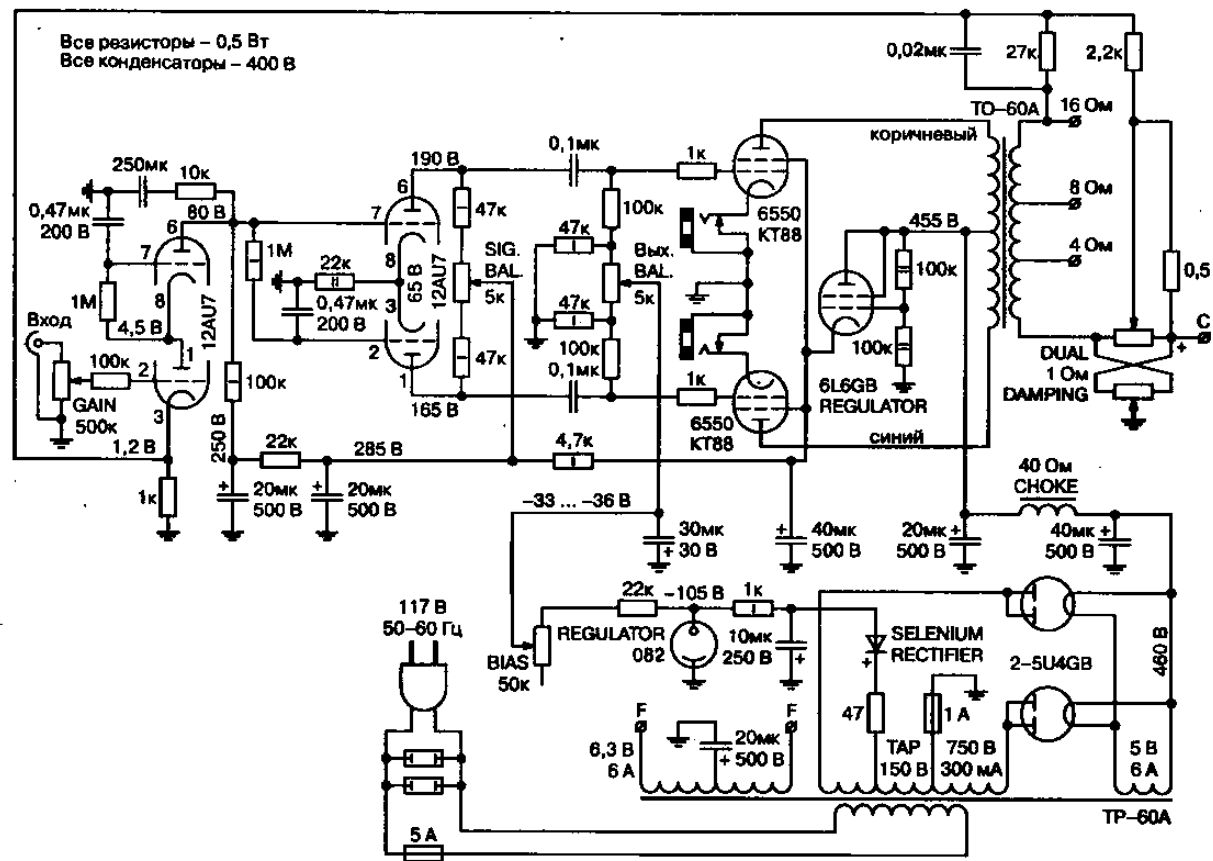


Рис. 18.10. Схема УНЧ Grommes 260A со вторым парафазным каскадом и регуляторами симметрии

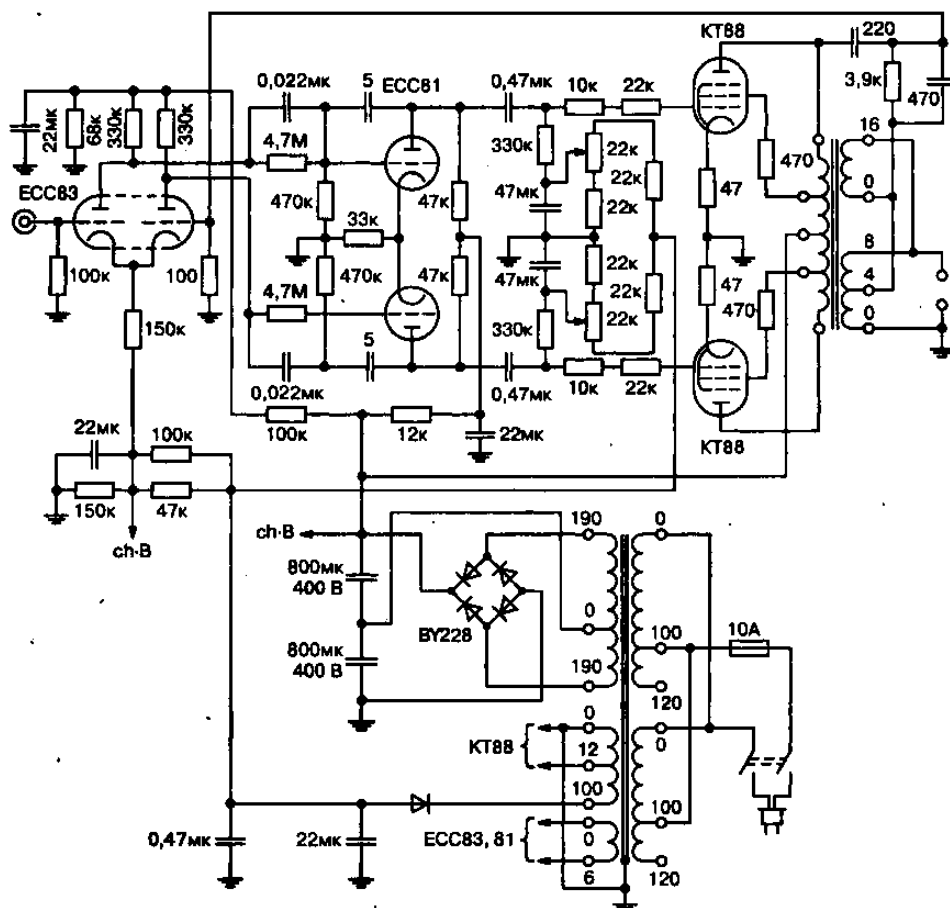


Рис. 18.11. Схема входного каскада на ECC83

Примером трансформаторов последнего является многополосные УНЧ, НЧ и ВЧ трансформаторы (рис. 18.13, радиола «Латвия») или даже отдельные каналы усиления (рис. 18.14, В. Моцаков) которых оптимизированы для соответствующей полосы частот.

В схеме рис. 18.13 ВЧ выходной трансформатор Тр1 выполнен на магнитопроводе Ш9Ч12, первичная 2000 ПЭЛ 0,12, вторичная 23 ПЭЛ 0,51, НЧ Тр2 — на Ш16×24, обмотка I — 2900, II — 90, III — 580 витков ПЭЛ 0,12, обмотка IV — 40 витков ПЭЛ 0,8.

В усилителе рис. 18.14 Тр1 на магнитопроводе Ш22×30 с первичной 1140+860+860+1140 ПЭЛ 0,16, вторичная 140 витков ПЭЛ 0,64. Тр2 — Ш16×30 с зазором 0,1 мм, первичная 1000 ПЭЛ 0,18, вторичная 20+30 ПЭЛ 0,59.

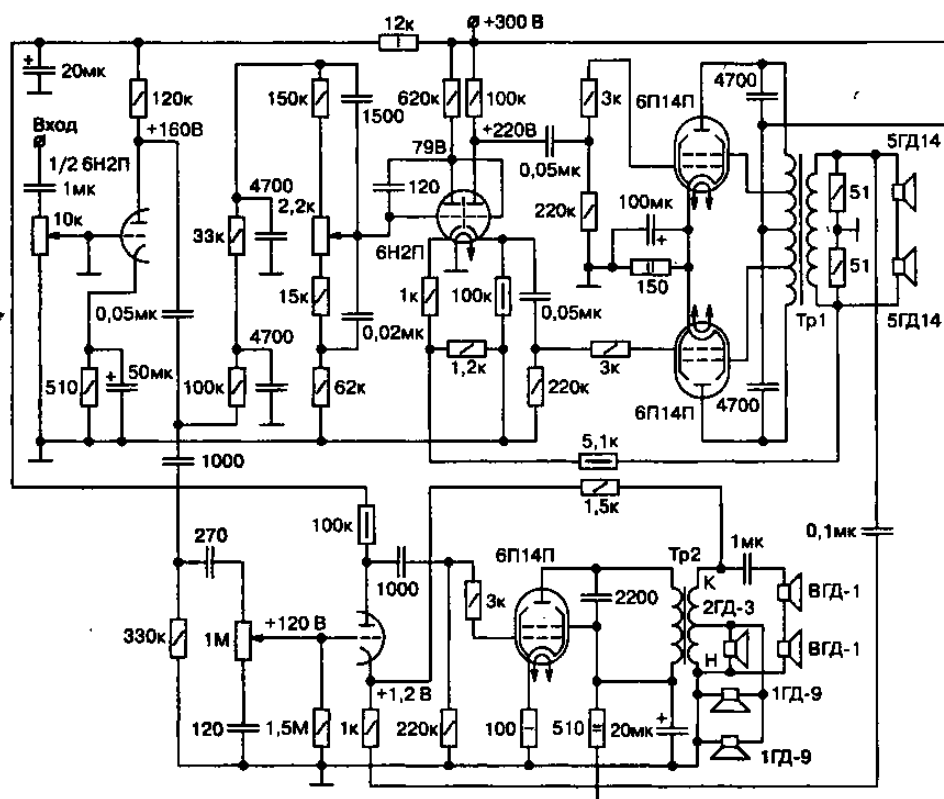


Рис. 18.14. Раздельные каналы усиления (В. Мощаков)

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.

Эквивалентные схемы выходных трансформаторных каскадов

На рис. 18.15 показана эквивалентная схема выходного трансформаторного каскада для НЧ, а на рис. 18.16 — 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:

- и на НЧ (частота среза здесь $f_n = R_p / (2\pi L_k)$, для упрощения приведенное сопротивление нагрузки опустим);
- и на ВЧ (грубо $f_s = 1/(2\pi R_p C)$, также для упрощения опускаю нагрузку).

Для снижения R_p обычно:

- или загоняют лампу в режим с максимальным током анода и небольшим анодным напряжением;
- или применяют параллельное включение однотипных ламп (это «лобовые» решения);
- или используют вместо схемы с общим катодом катодный повторитель (т. е. местную 100%-ную ООС, снижающую эквивалентное внутреннее сопротивление лампы, рис. 18.17).

Но такое решение требует очень большого раскачивающего напряжения на управляющей сетке, которое вдвое превышает анодное U_a . Джефф решил проблему нестандартно и очень красиво (рис. 18.18) — включил лампу как управляемый ток источник напряжения.

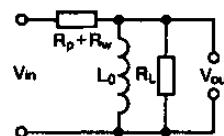


Рис. 18.15. Эквивалентная схема выходного трансформаторного каскада для НЧ

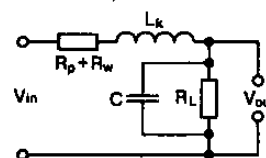


Рис. 18.16. Эквивалентная схема выходного трансформаторного каскада для ВЧ

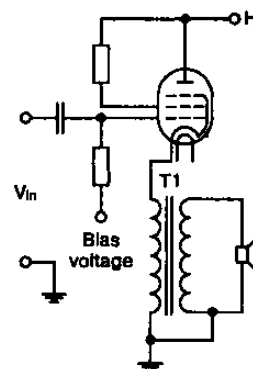


Рис. 18.17. Использование катодного повторителя вместо схемы с общим катодом



Примечание.

Ведь V1R7, V2R8 — это, по сути, операционные усилители на лампах, выходы которых (аноды) соединены с инвертирующими входами (сетками) через резисторы ООС R7 и R8.

Таким образом, без общей ООС достигнуто предельно низкое эквивалентное внутреннее сопротивление ламп. Кроме отличной НЧ характеристики это позволило уменьшить и нелинейные искажения, возникающие в магнитопроводе выходного трансформатора. Напряжение на вторичной обмотке пропорционально скорости изме-

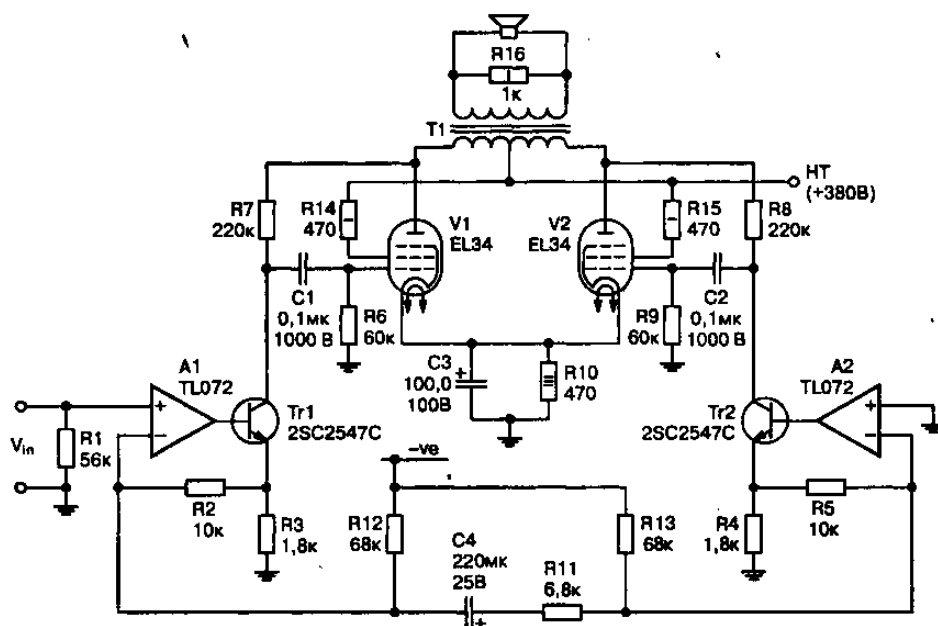


Рис. 18.18. Схема включения лампы как управляемого током источника напряжения

нения магнитного потока, а последний в трансформаторе с нелинейным ферромагнитным магнитопроводом тем ближе к входному напряжению, чем меньше внутреннее сопротивление источника, питающего первичку.

Входной ток для ламповых каскадов формируют управляемые напряжением источники тока на ОУ A1, A2 и транзисторах Tr1, Tr2, нагруженные на «виртуальную землю» — токовые входы V1R7 и V2R8 и поэтому принципиально не искажающие сигнал.



Примечание.

Детальный анализ схемы выявил также оплошность и самого автора — Джеффа Маколэя: соединение инвертирующих входов ОУ A1 и A2 через резистор R11 (очень похожее на схемотехнику мостовых транзисторных УНЧ), на проверку не обеспечивает равенства амплитуд противофазной раскачки.

Действительно, применив принцип виртуального замыкания входов ОУ, можно определить, что коэффициент передачи входного сиг-

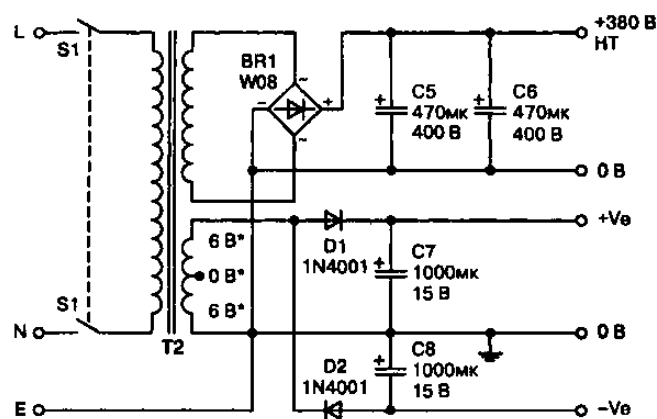


Рис. 18.19. Схема блока питания

нала в эмиттеры транзисторов для каскада на A1Tr1 равен $K_{u1}=1+R2/R11=2,47$, а для каскада A2Tr2 $K_{u2}=-R5/R11=-1,47$.

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 Tr1, Tr2 по постоянному току.

Схема блока питания. Для тех, кто решил повторить эту схему, приводим схему блока питания (рис. 18.19). Анодная обмотка T2 должна быть рассчитана на напряжение 280 В (700 мА), а питание ОУ осуществляется от накальной обмотки (2×6 В, 4А) через простейшие выпрямители.

Выходной трансформатор T1 должен иметь индуктивность первичной обмотки 8 Гн, коэффициент трансформации — 20:1 и индуктивность рассеивания — не более 10 мГн. Допуск на все резисторы — 1% [25].



Совет.

Рекомендуется вместо C4 и R11 установить два резистора по 3,3 кОм, в общую точку которых подключить нижний по схеме вывод R12, а R13 из схемы исключить.

Знакомьтесь: бестрансформаторная схема

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 вот в чем:

- ♦ лампы — относительно высоковольтные и слаботочные (следовательно, по закону Ома — высокоомные) устройства;
- ♦ акустические системы (АС) — низковольтные, сильноточные и потому низкоомные (за исключением электростатических АС — вот где «идеальная пара» для ламповых OTL!).

Типовое R_i пентодов и лучевых тетродов составляет десятки килоом, триодов — единицы килоом, 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, что более правильным будет назвать такой агрегат не усилителем, а калорифером. Даже для 6С33С всего $8/(100+8) \times 100\% = 7\%$, а для других ламп — доли процента.

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 [1].

Практическая схема SE OTL усилителей

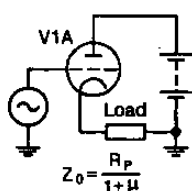


Рис. 18.20. SE OTL на катодном повторителе

Схема SE OTL на катодном повторителе представлена на рис. 18.20. Его выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = R_i / (1 + \mu)$, где μ — коэффициент усиления лампы. Из трех возможных схем включения (общий катод, общая сетка и общий анод-катодный повторитель) такая схема имеет наименьшее сопротивление.

Она, 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 [26].

Практическая схема PP OTL усилителей

Рассмотрим схемотехнику PP OTL. В 1951 г. Флетчер и Кук продемонстрировали двухтактный бестрансформаторный УНЧ на восьми лампах 6AS7G (6Н13С), который генерировал 6,32 Вт на нагрузку 16 Ом.

Проблема с постоянным током через нагрузку вроде решена, но выходное сопротивление такого решения (рис. 18.21) $R_{\text{вых}} = 2R_p / (1 + \mu)$ вдвое больше, чем в однотактном SE варианте. Ведь 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. Но это практически исключает возможность получения значительной выходной мощности [24].

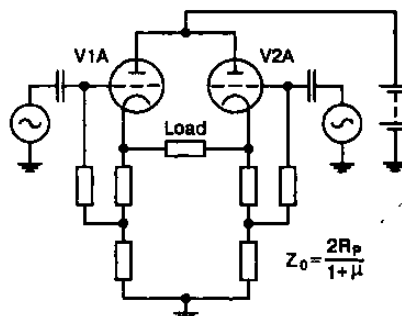


Рис. 18.21. Решение проблемы постоянным током через нагрузку

Практическая схема SE PP OTL усилителей

Рассмотрим схемотехнику SE PP OTL. В том же 1951-м Петерсон и Синклер предложили схему асимметричного двухтактного каскада, названного Single-Ended Push-Pull (рис. 18.22), который впоследствии нашел широкое применение в транзисторной технике. Но это в транзисторах, которые бывают двух типов проводимости.

Поскольку «позитронных» ламп, комплементарных 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 распростране-

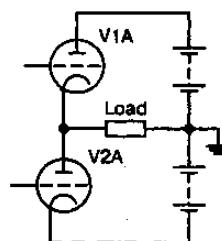


Рис. 18.22. Схема асимметричного двухтактного каскада, названного Single-Ended Push-Pull

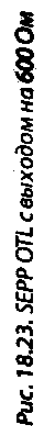


Рис. 18.23. SEPP OTL с выходом на 600 Ом

ния не получил. Хотя попытки коммерческого применения и были (рис. 18.23, SEPP OTL с выходом на 600 Ом) [27].

Практические схемы Futtermann OTL усилителей

Рассмотрим схемотехнику Futtermann 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. 18.24).

В ней 100%-ная ООС катодного повторителя (верхнее плечо) компенсирована 100%-ной ПОС через катодный резистор фазоинвертора. Поэтому асимметрия выходных сопротивлений верхнего и нижнего плеч устранена. Но на худшем из двух вариантов уровне — каскада с общим катодом.

То есть эквивалентное выходное сопротивление этой схемы $R_{\text{вых}} = R_i/2$ (для нагрузки обе лампы включены параллельно). Для нашего примера с четырьмя 6С33С — это соответствует 25 Ом, т. е. практически, как и у PP OTL. Но здесь лампы уже могут работать и в режиме АВ. Это дает существенный выигрыш по мощности. Современную практическую реализацию Футтермана находим в усилителе Андреа Чуффоли (рис. 18.25).

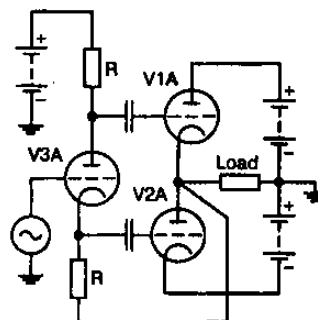


Рис. 18.24. Futtermann OTL, катодный резистор фазоинвертора соединен с выходом усилителя

Вариации на тему Futtermann OTL

Если в предыдущей схеме поменять местами управляющие напряжения на сетках ламп (рис. 18.26), то (эврика!) оказывается, что схема преобразуется в настоящую пару повторителей напряжения. И выходное сопротивление уменьшается до теоретического минимума $R_{\text{вых}} = R_i/(2+2\mu)$, для нашего примера это 6,8 Ом. Очень близко к тому, что надо [23].

Практические схемы CIRCLOTRON OTL усилителей

Рассмотрим схемотехнику 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. 18.27).

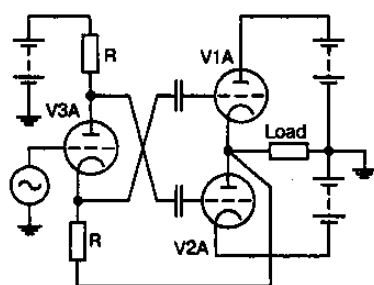


Рис. 18.26. Измененная схема Fetterman OTL

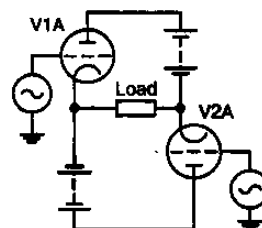


Рис. 18.27. Circlotron OTL с плавающим питанием

В конце 80-х фирма Atma-Sphere Music Systems вернулась к «хорошо забытому старому» CIRCLOTRONу в своем усилителе MA-1. Выходное сопротивление этой схемы $R_{\text{вых}} = R_i / (2 + \mu)$, для нашего примера с четырьмя 6С33С — это 10,6 Ом, а в Atma-Sphere MA-1, выполненном на 12 запараллеленных 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 Ом. Поэтому его нельзя считать «чистым» OTL.



Примечание.

Преимущество цирклотрона перед схемами Футтермана — высокая степень подавления помех с шин питания, полная симметрия, оба катода находятся под нулевым потенциалом.

«Чистый» OTL CIRCLOTRON применен в современном усилителе COVI MARK II (рис. 18.28). Его выходное сопротивление снижено до менее 1 Ом введением в стандартный цирклотрон неглубокой (около 10 дБ) общей ООС с балансных выходов через резисторы R13, R14 в управляющие сетки ламп входного и по совместительству фазоинверсного каскада V7a, V7b.

Еще из схемотехнических «приколов» COVI MARK II можно отметить применение в качестве генераторов тока интегрального стабилизатора U1 и биполярных транзисторов Q1, Q2, а также довольно мощные низкоомные каскады раскачки (V5, V6), позволившие загнать лампы выходного каскада в режим класса AB2 с сеточными токами.

Благодаря этому усилитель развивает 100 Вт на нагрузке 4 Ом и 125 Вт на 8 Ом, а амплитуда анодного тока составляет 3,75 А! Схема блоков питания показана на рис. 18.29.



Рис. 18.28. Схема современного усилителя COVI MARK II («Чистый» OTL CIRCLOTRON)

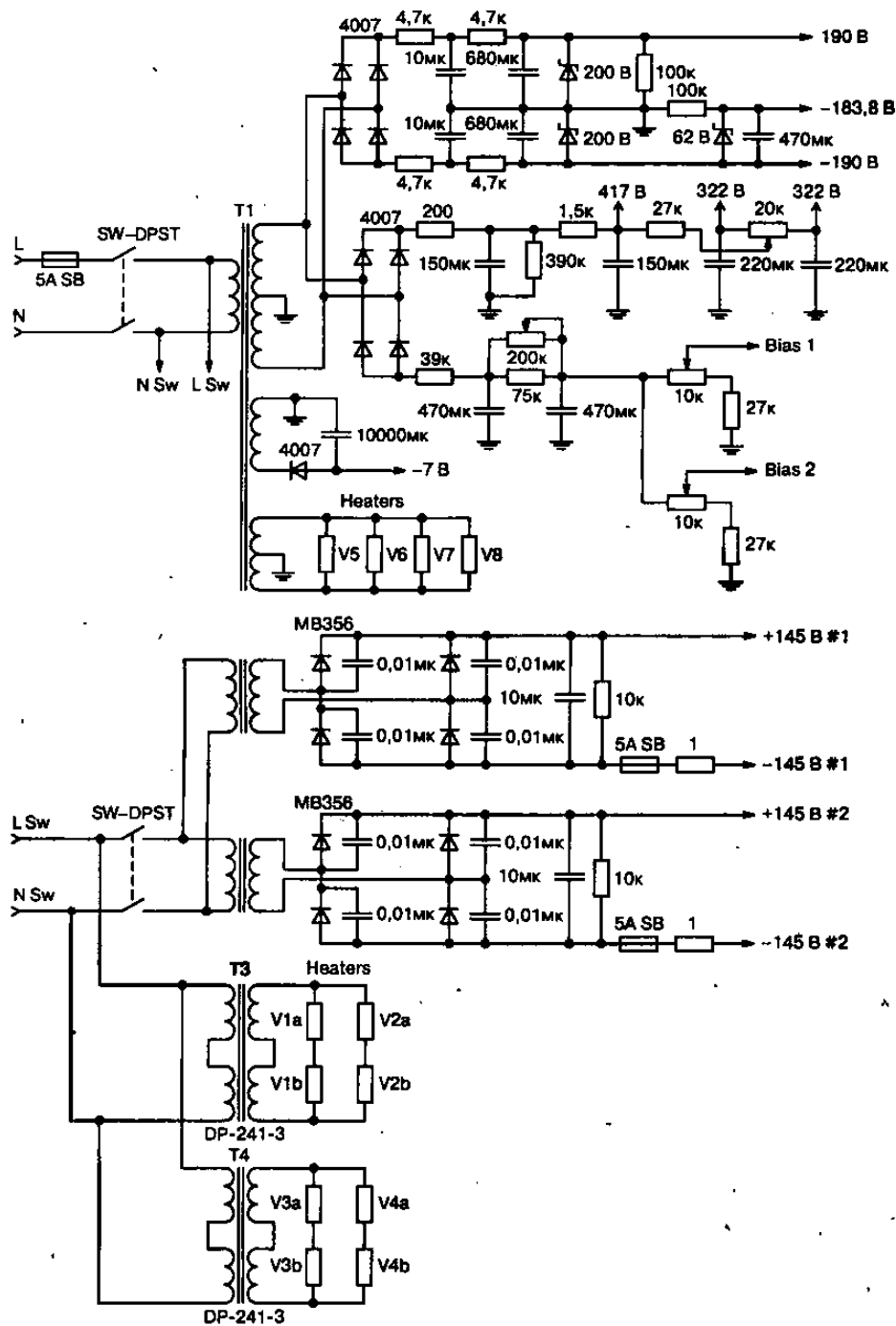


Рис. 18.29. Схема блоков питания COVI MARK II

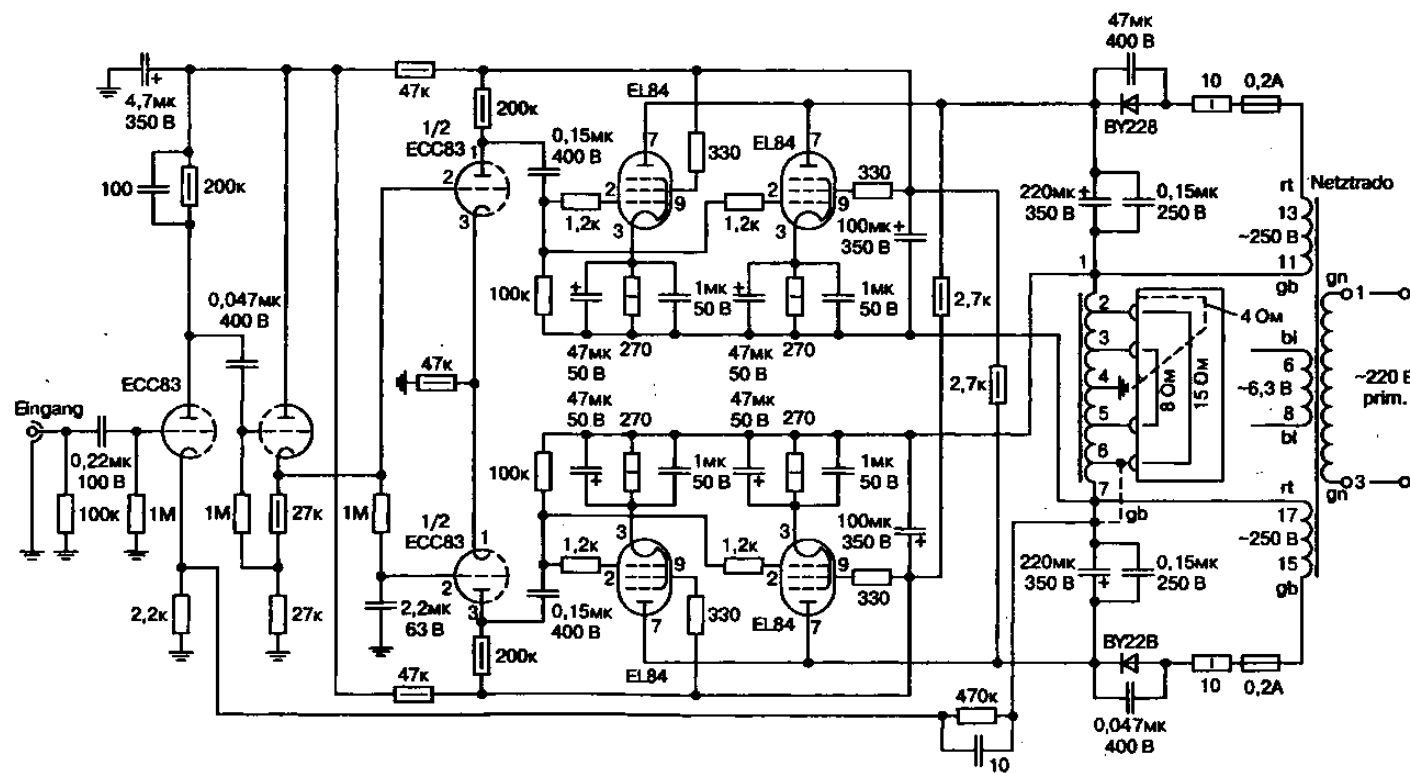


Рис. 18.30. Схема УНЧ мощностью 30 Вт

Схема современного усилителя COVI MARK II («Чистый» OTL CIRCLOTRON)

Схемотехника цирклотрона применяется не только в бестрансформаторных УНЧ. На рис. 18.30 показана схема УНЧ мощностью 30 Вт. Выходной каскад этой схемы выполнен на квартете EL84 (6П14П) по схеме цирклотрона (который может быть назван параллельным двухтактным — Push-Pull Parallel или PPP) с выходным сопротивлением 800 Ом и согласующим автотрансформатором. Он позволяет подключать нагрузку 16-8-4 Ом.

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.



Совет.

Рекомендуется выполнять автотрансформатор этого усилителя на магнитопроводе Ш40х40 из электротехнической листовой стали Э310 (или выше — Э320... Э360) с толщиной пластин 0,2—0,35 мм. Изолировать пластины следует фосфатной пленкой, а не лаком, ухудшающим коэффициент заполнения.

Сначала проводом ПЭВ-2 Ш1,4 мм наматывают «вторичную» часть (между выводами 2-3-4-5-6 — см. рис. 18.31), а затем — две секции «первичной» (1-2 и 6-7) проводом ПЭВ-2 Ш0,38 мм.

Обмотки 1-2 и 6-7 содержат по 1122 витка, 2-3 и 5-6 — по 38 витков, 3-4 и 4-5 — по 87 витков. Каждый слой обмоток 1-2 и 6-7 изолируют тонкой фторопластовой пленкой.

На обе половинки «первички» 1-2 и 6-7 уходит примерно 560 метров провода. Магнитопровод собирают без немагнитного зазора, поскольку схема двухтактная и подмагничивания не создает.

Нагрузку 4 Ом подключают к выводам 3-5, а 8 Ом — к выводам 2-6. При выходной мощности 30 Вт (две пары 6П14П) такой трансформатор на частоте 20 Гц создает в магнитопроводе индукцию примерно 0,55 Тл [22].

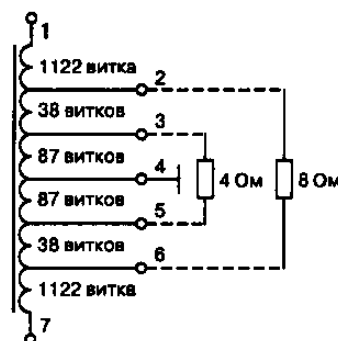


Рис. 18.31. Порядок намотки обмоток трансформатора

СОБЕРАЕМ СВОЙ ПЕРВЫЙ ЛАМПОВЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

В этом Шаге содержатся описания трех относительно несложных УНЧ на лампах. Вопреки канонам, все усилители разработаны для сборки их на печатных платах, а не на металлическом шасси — слесарные работы по металлу все-таки не совсем уместны в современной городской квартире. Схемы разработаны и собраны Александром Черномырдиным.

УНЧ на комбинированных лампах типа 6Ф3П

Первый усилитель — это, что называется, классика жанра. Схема его приведена на рис. 19.1. Усилитель построен на комбинированных лампах типа 6Ф3П, специально спроектированных для УНЧ, собранных на одной лампе.

Каскад предварительного усиления собран на триодной части лампы VL2.1, выходной каскад, собран по ультралинейной схеме на пентодной части той же лампы VL2.2. Напряжение питания предварительного каскада усилителя стабилизируется с помощью газового стабилитрона VL1.

Усилитель собран на плате из одностороннего стеклотекстолита толщиной 1,5 мм размерами 182,5×100 мм. Разводку платы в зеркаль-

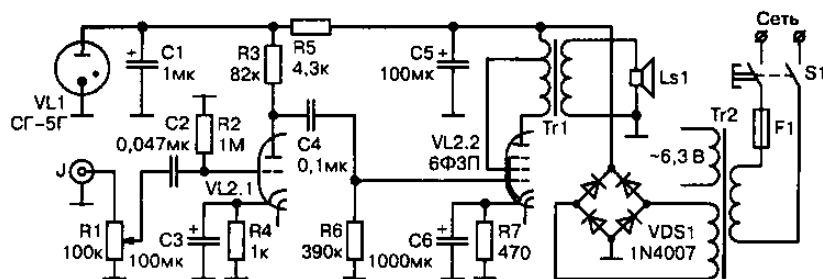


Рис. 19.1. Схема УНЧ на комбинированных лампах типа 6Ф3П

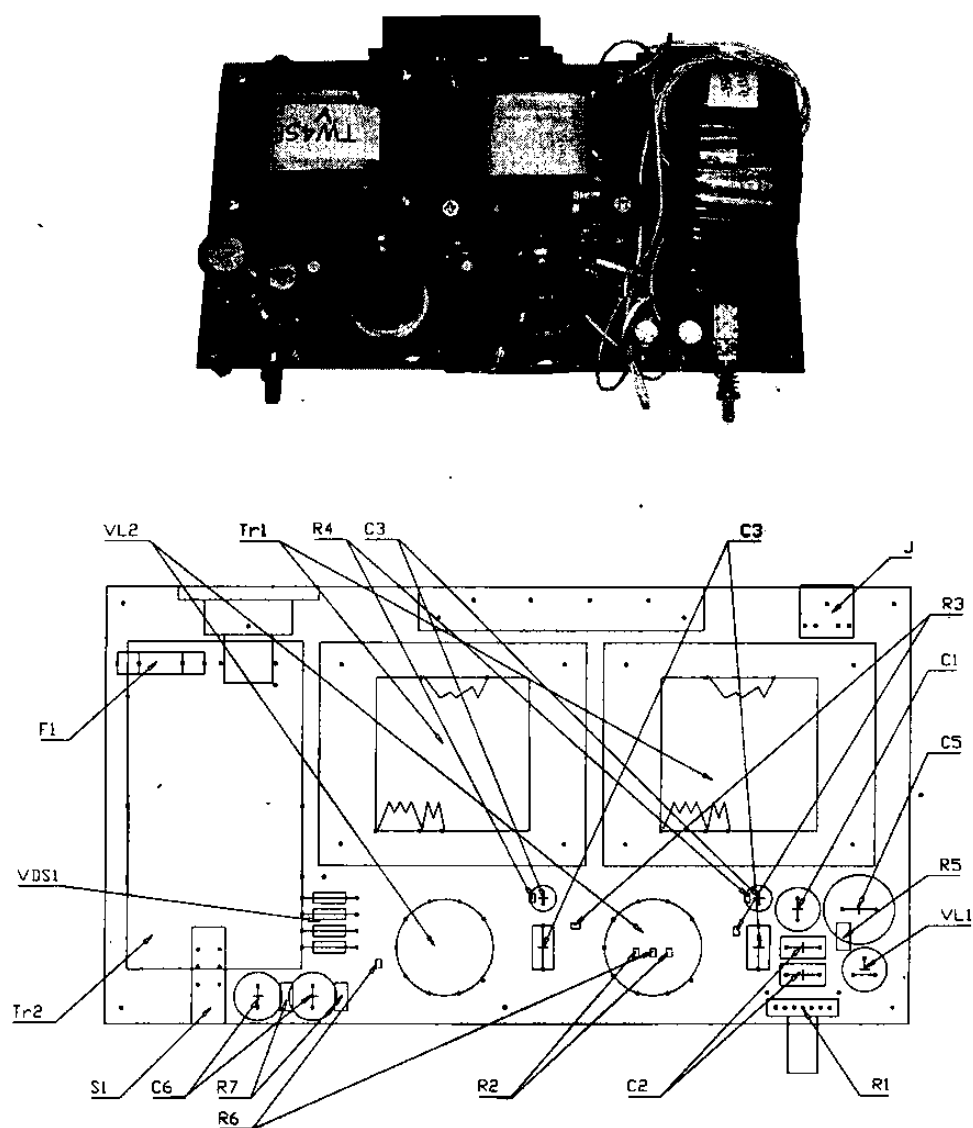


Рис. 19.2. Схема расположения деталей

ном изображении можно скачать с <http://chav1961.narod.ru/books/book1/attachment.zip>.

Схема расположения деталей приведена на рис. 19.2. Список компонент с указанием критериев замены приведен в табл. 19.1. Трансформаторы и лампы для усилителя можно приобрести на <http://www.istok2.com>.

Список компонент с указанием критериев замены

Таблица 19.1

№ по схеме	Тип	Критерий замены
R1	RK-1411G	Любой сдвоенный с характеристикой В
R2—R4, R6	Чип 0805	Любой с $P_{\text{рас}} \geq 0,125 \text{ Вт}$
R5, R7	Чип 2512	Любой с $P_{\text{рас}} \geq 2 \text{ Вт}$
C1	K50-35	Любой электролитический $U \geq 160 \text{ В}$
C2	K73-17	Любой неэлектролитический $U \geq 6,3 \text{ В}$
C3	K50-35	Любой электролитический $U \geq 6,3 \text{ В}$
C4	K73-17	Любой неэлектролитический $U \geq 250 \text{ В}$
C5	K50-35	Любой электролитический $U \geq 250 \text{ В}$
C6	K50-35	Любой электролитический $U \geq 16 \text{ В}$
VDS1	1N4007	Любой выпрямительный $U \geq 400 \text{ В}$, $I \geq 1 \text{ А}$
Tr1	TW45E	Любой одноктактный $I_{\text{max}} \geq 50 \text{ мА}$, $R_s \geq 5 \text{ КОм}$
Tr2	TorAN50	Любой с $U_s = 230 \text{ В}$, $U_n = 6,3 \text{ В}$, $P \geq 50 \text{ Вт}$

Двухтактный усилитель PP 2×6 Вт

Второй усилитель — более мощный двухтактный PP 2×6 Вт. Отличительной особенностью этого усилителя является применение в выходном каскаде ламп с октальным цоколем и импульсного блока питания вместо классического трансформаторного. Схема усилителя приведена на рис. 19.3.

Как и предыдущая конструкция, данный усилитель — двухкаскадный. Первый каскад усиления собран на малошумящем пентоде VL2, к аноду которого непосредственно подключена сетка фазоинверсного каскада на лампе VL3, необходимого для работы двухтактного оконечного каскада. Такой способ построения фазоинвертора позволяет заметно упростить схему и исключить из нее переходные конденсаторы.

Оконечный каскад — двухтактный, на двойном триоде VL4, работающем в режиме АВ.

Питание усилителя осуществляется от нестабилизированного полумостового конвертора, работающего совместно с корректором

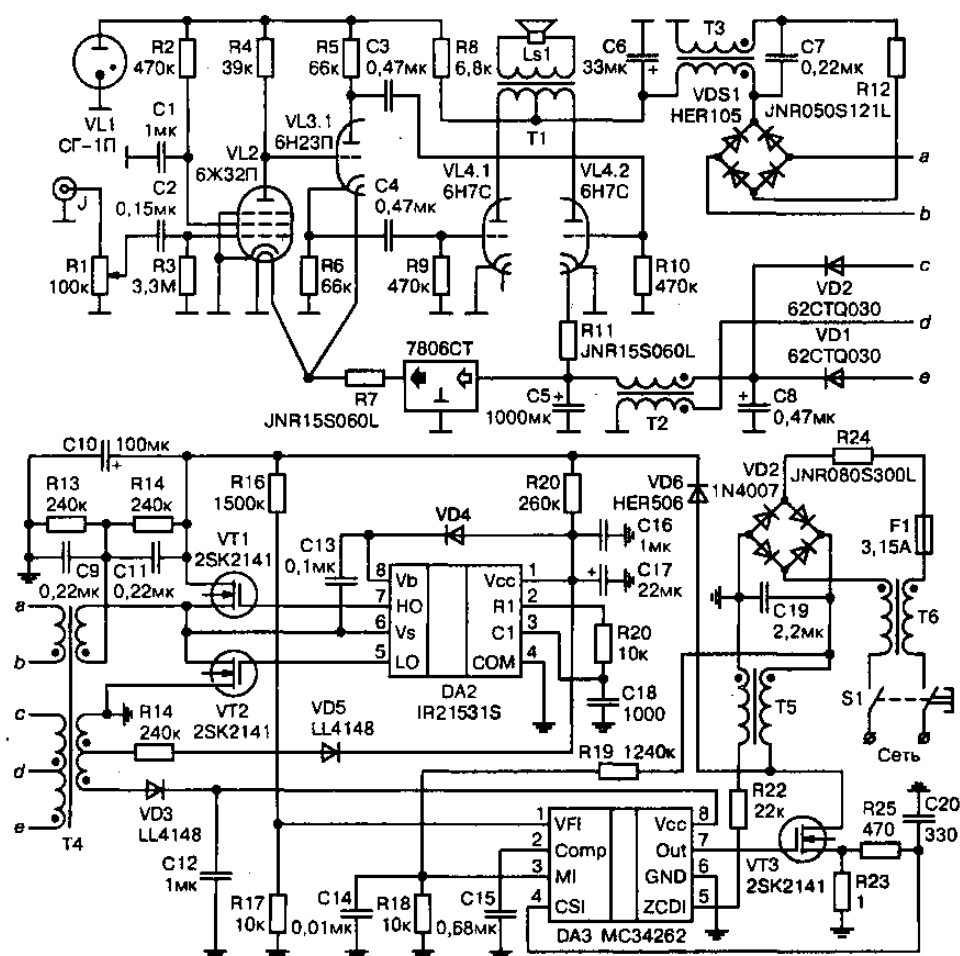


Рис. 19.3. Схема мощного двухтактного PP 2x6 Вт

коэффициента мощности. Такая схема построения источника питания обеспечивает минимум собственных шумов и фона при очень низком внутреннем сопротивлении, что весьма благоприятно сказывается на качестве звука усилителя.

С целью защиты цепей усилителя от ЭМП, питание цепей накала первых каскадов усилителя ведется от линейного стабилизатора напряжения, а в анодные и накальные цепи усилителя включены фильтры ЭМП. Аналогичный фильтр установлен также на входе источника питания.

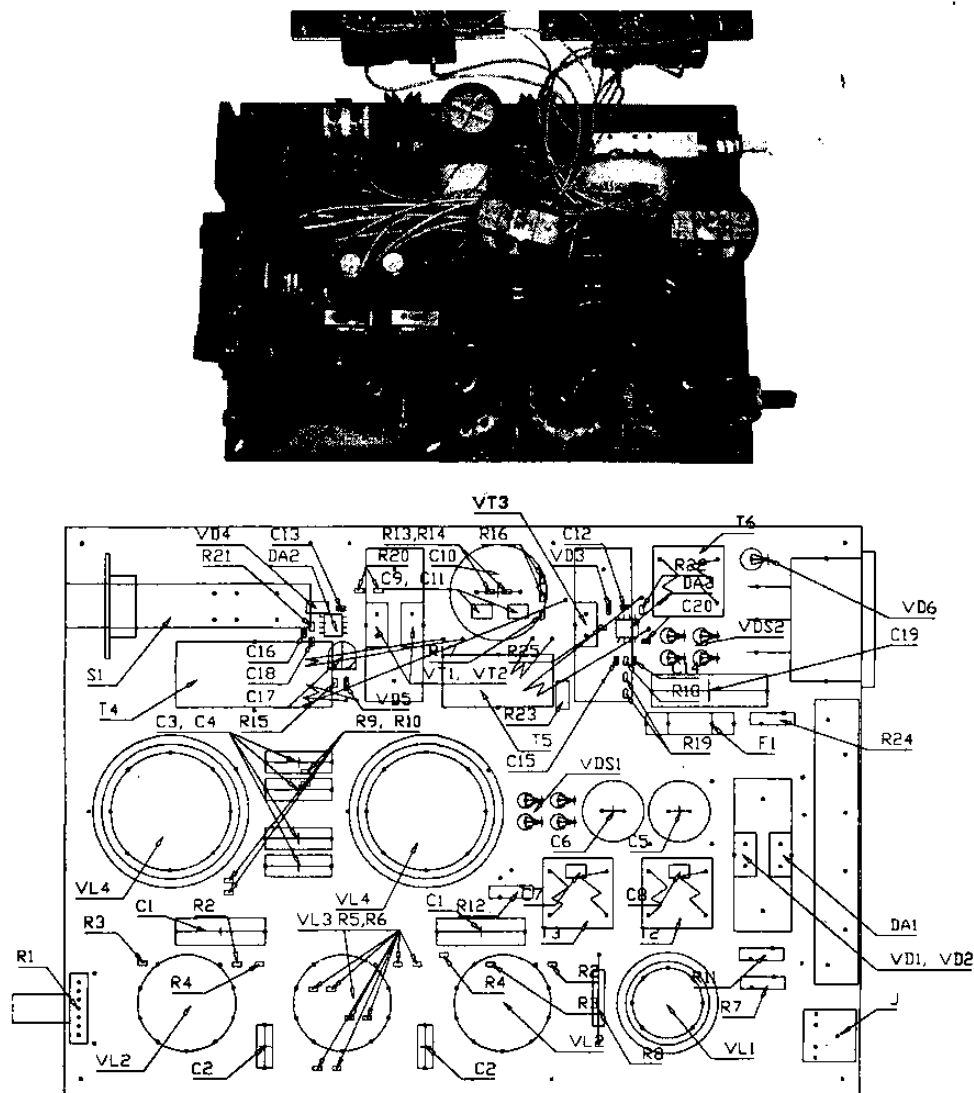


Рис. 19.4. Схема расположения деталей

Усилитель собран на плате из одностороннего стеклотекстолита толщиной 1,5 мм размерами 180×130 мм. Разводку платы в зеркальном изображении можно скачать с <http://chav1961.narod.ru/books/book1/attachment.zip>.

Схема расположения деталей приведена на рис. 19.4. Список компонент с указанием критериев замены приведен в табл. 19.2.

Список компонент с указанием критериев замены

Таблица 19.2

№ по схеме	Тип	Критерий замены
R1	RK-1411G	Любой двоянный с характеристикой В
R2—R4, R9, R10, R13, R22, R25	Чип 0805	Любой с $P_{\text{раск}} \geq 0,125$ Вт
R7, R11	JNR15S060L	Любой позистор с аналогичными характеристиками
R12, R24	JNR08S121L	Любой позистор с аналогичными характеристиками
R23	Чип 2512	Любой с $P_{\text{раск}} \geq 2$ Вт
C1, C3, C4	K73-17	Любой не электролитический $U \geq 160$ В
C2	K73-17	Любой не электролитический $U \geq 6.3$ В
C5	K50-35	Любой электролитический $U \geq 16$ В
C6	K50-35	Любой электролитический $U \geq 250$ В
C7, C8, C9, C11	Чип 2010	Любой керамический $U \geq 250$ В
C10	K50-35	Любой электролитический $U \geq 400$ В
C12, C16, C18, C20	Чип 0805	Любой керамический $U \geq 16$ В
C17	Чип танталовый	Любой электролитический $U \geq 16$ В
C19	K73-17	Любой не электролитический $U \geq 250$ В
VD1, VD2	62CTQ030	Любой спаренный Шоттки $U \geq 40$ В, $I \geq 5$ А
VD3, VD5	LL4148	Любой импульсный $U \geq 40$ В, $I \geq 50$ мА
VD4	U51G	Любой выпрямительный $U \geq 250$ В, $I \geq 50$ мА, $t \leq 100$ нс
VD6	HER506	Любой выпрямительный $U \geq 400$ В, $I \geq 3$ А, $t \leq 100$ нс
VDS1	HER105	Любой выпрямительный $U \geq 250$ В, $I \geq 1$ А, $t \leq 100$ нс
VDS2	1N4007	Любой выпрямительный $U \geq 400$ В, $I \geq 1$ А
VT1, VT3	2SK2141	Любой силовой с $U \geq 400$ В, $I \geq 3$ А, $t_{\text{перехл}} \leq 100$ нс
T1	TW6PP	Любой двухтактный $I_{\text{max}} \geq 50$ мА, $R_{\text{с}} \geq 5$ КОм
T2		Любой $L \geq 100$ мГн, $I \geq 2$ А
T3		Любой $L \geq 33$ мГн, $I \geq 0,2$ А
T6		Любой $L \geq 6,8$ мГн, $I \geq 0,5$ А

Для обеспечения необходимой рассеиваемой мощности резисторы R5, R6, R16, R19, R20 составлены из двух последовательно включенных резисторов. Намоточные данные трансформатора T4 и дросселя T5 приведены в табл. 19.3.

Намоточные данные трансформатора T4 и дросселя T5

Таблица 19.3

№ по схеме	Магнитопровод	Обмотки
T4	МП140-4 КП20×12×6,5	w1 — 105 витков МГТФ 0,12, расход провода — 250 см w2 — 10 витков МГТФ 0,03, мотается поверх w1 без дополнительной изоляции, расход провода — 50 см
T5	M2000NM K28×16×9	w1 — 90 витков МГТФ 0,12, расход провода — 285 см w2 — 7+2 витков МГТФ 0,03, мотается поверх w1 без дополнительной изоляции, расход провода — 50 см После намотки необходимо обмотать w1 и w2 одним слоем нетканого полотна и пропитать его лаком ISOTEMP w3 — 140 витков МГТФ 0,05, мотается поверх нетканого полотна, Расход провода — 580 см w4 — 2×5 витков МГТФ 0,35, мотается поверх w3 без дополнительной изоляции, Расход провода — 2×60 см

Трансформаторы и лампы для усилителя можно приобрести на <http://www.istok2.com>.

Усилитель для стереотелефонов

Третий усилитель, который предлагается вниманию читателя — усилитель для стереотелефонов. Главная его отличительная особенность — питание от 12-вольтового аккумулятора. Схема усилителя приведена на рис. 19.5.

Принцип построения схемы в точности такой же, что и у предыдущего усилителя, отличаются только типы и величины компонент. Питание накальных цепей входного каскада осуществляется от линейного стабилизатора, а анодное напряжение обеспечивает мостовой конвертор на микросхеме DA2 и транзисторах VT1—VT4.

Такая схема питания обеспечивает минимум шумов источника питания, что в телефонных усилителях представляет гораздо более серьезную проблему, чем в других типах УНЧ (в силу того, что телефоны одеты непосредственно на уши слушателя и доносят до него малейший шум).

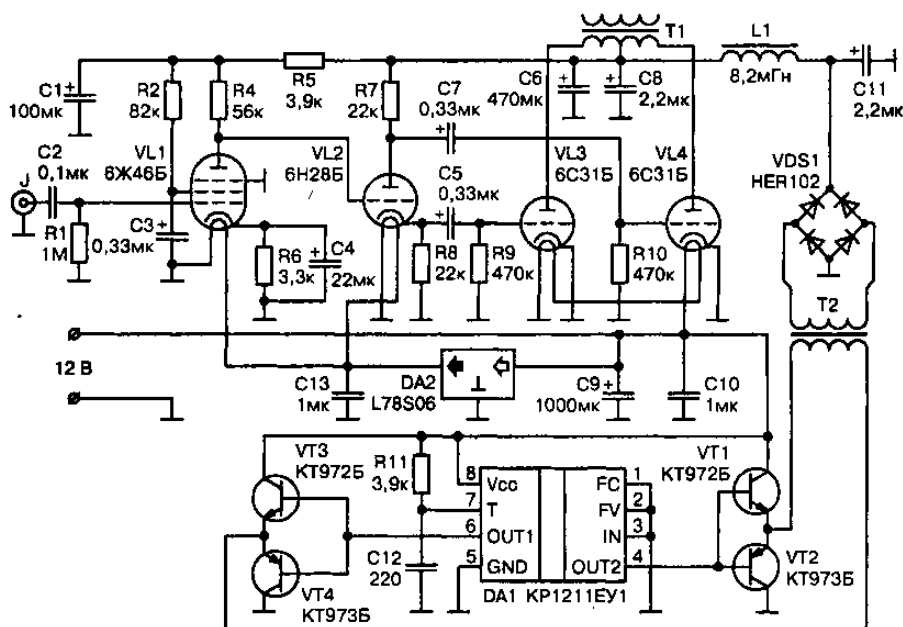


Рис. 19.5. Схема усилителя для стереотелефонов

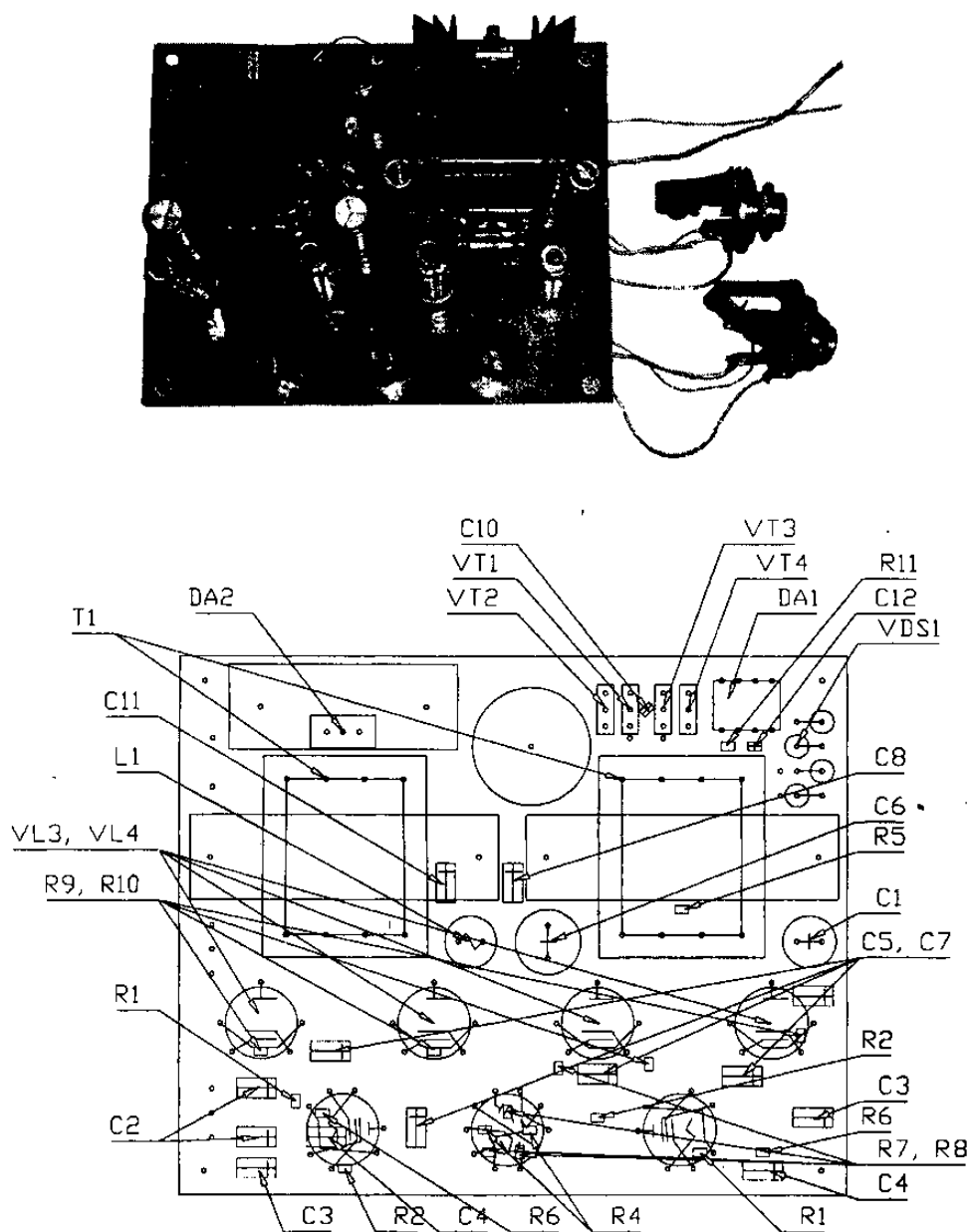


Рис. 19.6. Схема расположения деталей

Усилитель собран на плате из одностороннего стеклотекстолита толщиной 1,5 мм размерами 102,5×82,5 мм. Разводку платы в зеркальном изображении можно скачать с <http://chav1961.narod.ru/books/book1/attachment.zip>. Схема расположения деталей приведена на рис. 19.6.

Список компонент с указанием критериев замены приведен в табл. 19.4.

Список компонент с указанием критериев замены

Таблица 19.4

№ по схеме	Тип	Критерий замены
R1—R11	Чип 0805	Любой с $P_{\text{рас}} \geq 0,125$ Вт
C1, C3, C5, C7, C8, C11	Чип танталовые	Любой электролитический с $U \geq 50$ В
C2, C4	Чип танталовые	Любой электролитический с $U \geq 6,3$ В
C6	K50-35	Любой электролитический $U \geq 50$ В
C9	K50-35	Любой электролитический $U \geq 16$ В
C10, C12, C13	Чип 0508	Любой керамический $U \geq 16$ В
VT1, VT3	KT972A	Любой NPN $U \geq 16$ В, $I \geq 1$ А, $F \geq 10$ МГц
VT2, VT4	KT973A	Любой PNP $U \geq 16$ В, $I \geq 1$ А, $F \geq 10$ МГц
VDS1	HER102	Любой выпрямительный $U \geq 50$ В, $I \geq 0,5$ А, $t \leq 100$ нс
T1	TOT-136	Любой двухтактный $I_{\text{max}} \geq 100$ мА, $R_s \geq 1$ КОм
L1		Любая с $L \geq 8,2$ мГн, $I_{\text{max}} \geq 0,5$ А

Намоточные данные трансформатора T2 приведены в табл. 19.5.

Намоточные данные трансформатора T2

Таблица 19.5

№ по схеме	Магнитопровод	Обмотки
T2	P18x11 N48	w1 — 100 витков ПЭВ-2 0,3 мм w2 — 20 витков ПЭВ-2 0,6 мм

Трансформаторы для усилителя можно приобрести на <http://www.promelec.ru>, лампы — на <http://www.istok2.com>.

Желаю успехов!

ПРИМЕНЕНИЕ ЛАМП: ЛУЧШИЕ КОНСТРУКЦИИ ЛАМПОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Материалы этого Шага подобраны и подготовлены к публикации редакцией самого схемотехнического журнала СНГ «РАДИОхобби». Каждая приведенная конструкция интересна своей схемотехникой, практически отлажена и доступна к повторению.

Однотактный ламповый УМЗЧ на триоде ГМ70 с выходной мощностью 20 Вт

Однотактный ламповый УНЧ с выходной мощностью 20 Вт разработал С. Демченко (рис. 20.1). Усилитель отличается минимальным количеством переходных разделительных конденсаторов — всего один С1.

Выходной трансформатор выполнен на сердечнике из двух Ш30×60 (от выходного трансформатора УМ-50), поставленных друг на друга,

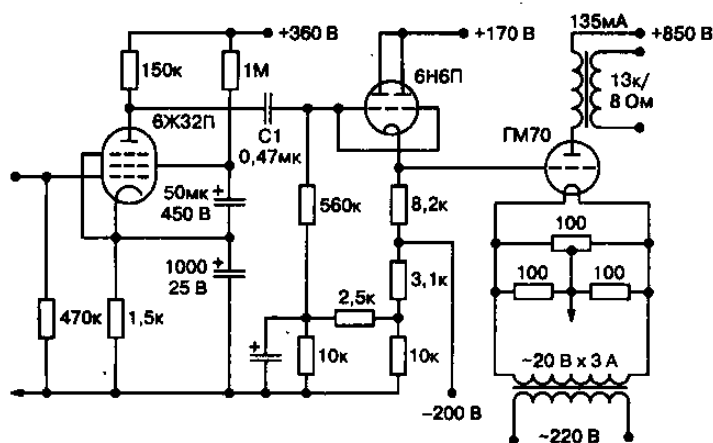


Рис. 20.1. Схема однотактного лампового УМЗЧ на триоде ГМ70

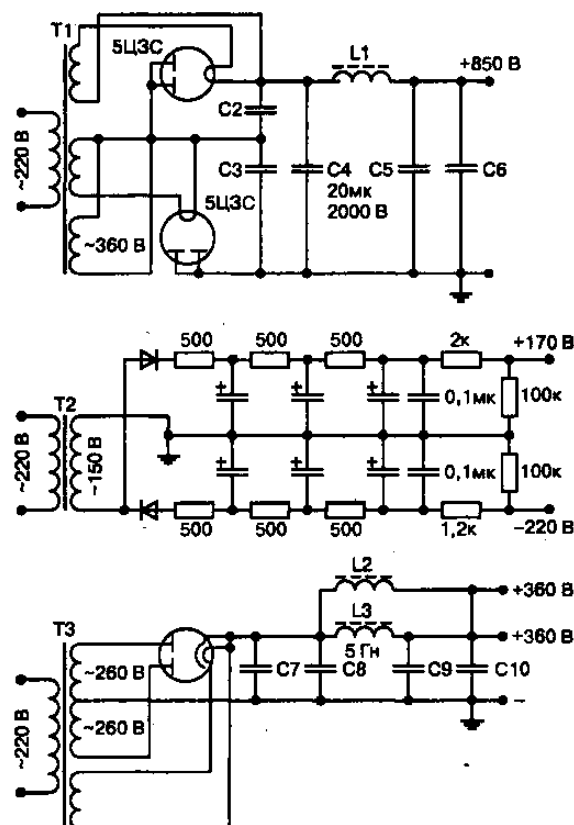


Рис. 20.2. Схема блока питания однотактного лампового УМЗЧ на триоде 6М70

высота окна 106 мм, ширина окна 19 мм. Первичная обмотка содержит 5400 витков ПЭВ-2 0,35, вторичная 138 витков ПЭВ-2 1,4. L1 блока питания (рис. 20.2) выполнен на сердечнике Ш32×50, содержит 3000 витков ПЭВ-2 0,35, сопротивление постоянному току 150 Ом.

L2, L3 — стандартные по 5 Гн, 150 мА. C1 — Ф3, К72-9 или К72-6П, из фторопласта, на напряжение 300—500 В. C2...C6 — К75-406, МБГВ, К75-11, C7...C10 — К78-24-16,0 × 500 В, полипропилен [19].

Однотактный ламповый УМЗЧ на пентоде 6П45С с управлением по второй сетке и выходной мощностью 10 Вт

Вообще не содержит разделительных конденсаторов (правда, имеет петлю ООС) 10-ваттный однотактный УНЧ (рис. 20.3) Б. Данеляка.

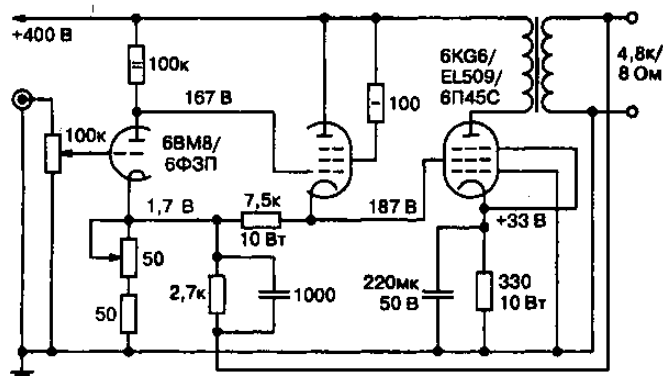


Рис. 20.3. Схема однотактного лампового УМЗЧ на пентоде 6П45С

Такое построение стало возможным благодаря раскатке лампы выходного пентода не по управляющей, а по второй сетке и тщательному подбору рабочей точки всех трех ламп на компьютере программой PSpice по их анодным характеристикам [18].

Сорокаваттный ламповый УМЗЧ

Не содержащий ООС 40-ваттный ламповый УНЧ (рис. 20.4) предложен Ярославом Влахом.

Парафазный фазоинвертор выполнен на двойном триоде (отечественный аналог 6Н2С), а выходной каскад — на пентодах в ультралинейном включении (отечественный аналог 6П27С). Его монтажная схема показана на рис. 20.5.

Выпрямитель анодного напряжения должен обеспечивать 375 В при токе 120 мА, а накальная обмотка — 6,3 В при токе 3 А.

Параметры выходного трансформатора: расчетная мощность 40 Вт, расчетный импеданс первичной обмотки 4,7 кОм, вторичной 6 Ом, индуктивность первичной обмотки 320 Гн, коэффициент трансформации (2×14): 1, отводы для питания второй сетки от 40% первичной обмотки. Мощность резисторов R11, R12 составляет 1 Вт, остальных — 0,5 Вт [29].

Однотактный ламповый УМЗЧ на квартете 6П45С с выходной мощностью 68 Вт

Схему однотактного лампового УНЧ предложил Дэвид Вользе. Усилитель отличается повышенной выходной мощностью (рис. 20.6).

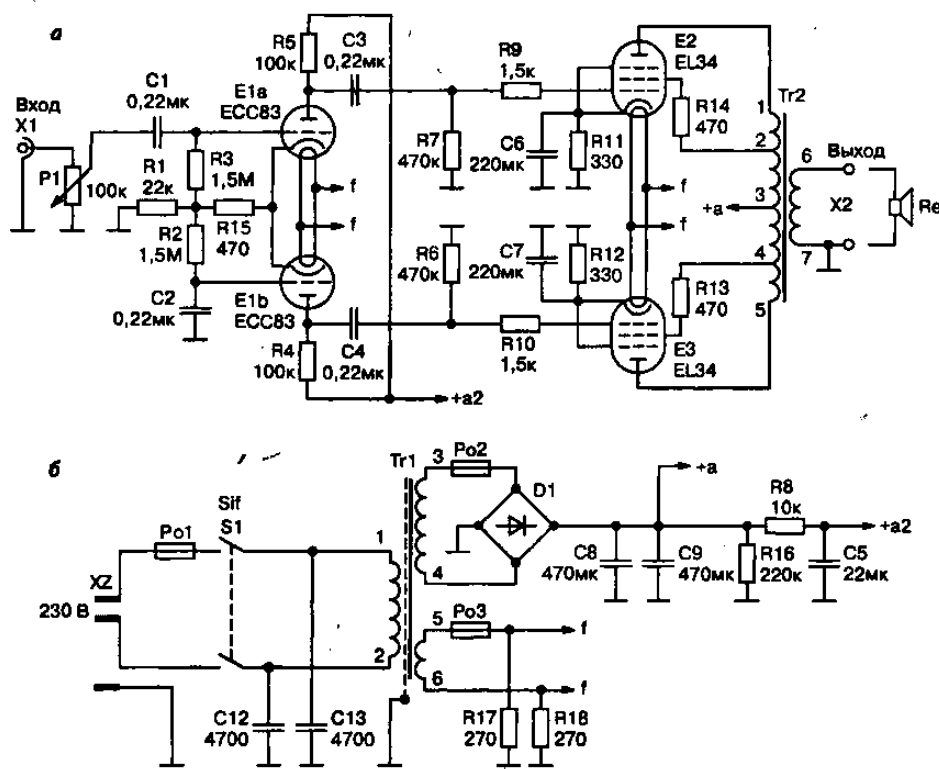


Рис. 20.4. Схема 40-ваттного лампового УНЧ, не содержащего ООС (а) и его блока питания (б)

Его выходной каскад выполнен на «строчных» ТВ лампах 6П45С (производство «Светланы», Санкт-Петербург), необычно управляемых по второй сетке.

Благодаря этому пентод превращается в высоколинейный квазитриод с малым усилением и низким (около 2 кОм) внутренним сопротивлением. При токе катода 150 мА, анодном напряжении 300 В такой «триод» может отдать в нагрузку 12 Вт при искажениях 1,3%.

В качестве выходного трансформатора применен модифицированный трансформатор двухтактного усилителя мощностью 280 Вт, в наборе Ш-образных пластин которого ножовкой выполнены 2 пропила (рис. 20.7). Сопротивление его первичной обмотки — 1,9 кОм.

Налаживание сводится к регулировке триммером Bias Adjust катодных токов выходных ламп по падению напряжения 500 мВ на катодных резисторах 4,3 Ом. При этом потребление тока по шине +330 В составляет 600 мА.

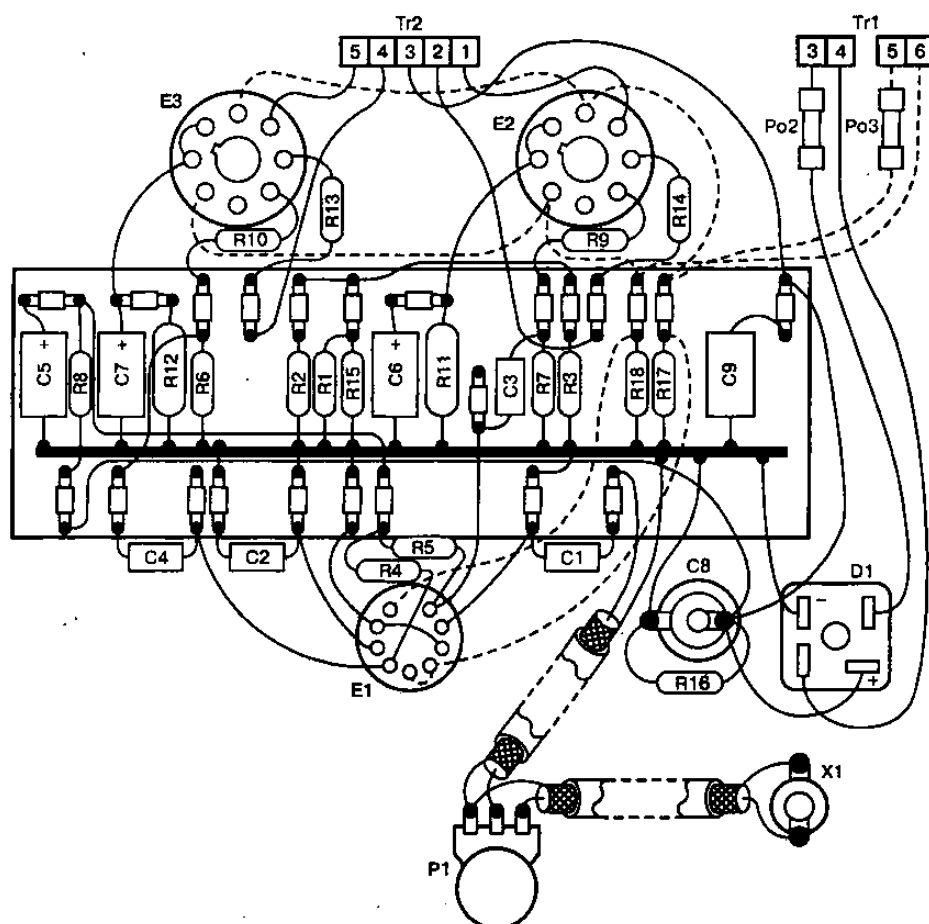


Рис. 20.5. Монтажная схема 40-ваттного лампового УНЧ

Усилитель охвачен неглубокой (15 дБ) общей ООС. Максимальная выходная мощность на нагрузке 8 Ом — 68 Вт, коэффициент гармоник при выходной мощности 50 Вт — 1,5% (главным образом вторая гармоника), 8 Вт — 0,4%. Полоса при полной мощности 30 Гц — 20 кГц, при мощности 8 Вт 20 Гц — 50 кГц. Отечественный аналог триод-пентода ECL82 — 6Ф3П [17].

Ламповый УМЗЧ А3550 фирмы LUXKIT

Схема стереофонического лампового УМЗЧ А3550 фирмы LUXKIT приведена на рис. 20.8. В усилителе предусмотрено переключение в монорежим (SW1) с удвоением выходной мощности, включение/

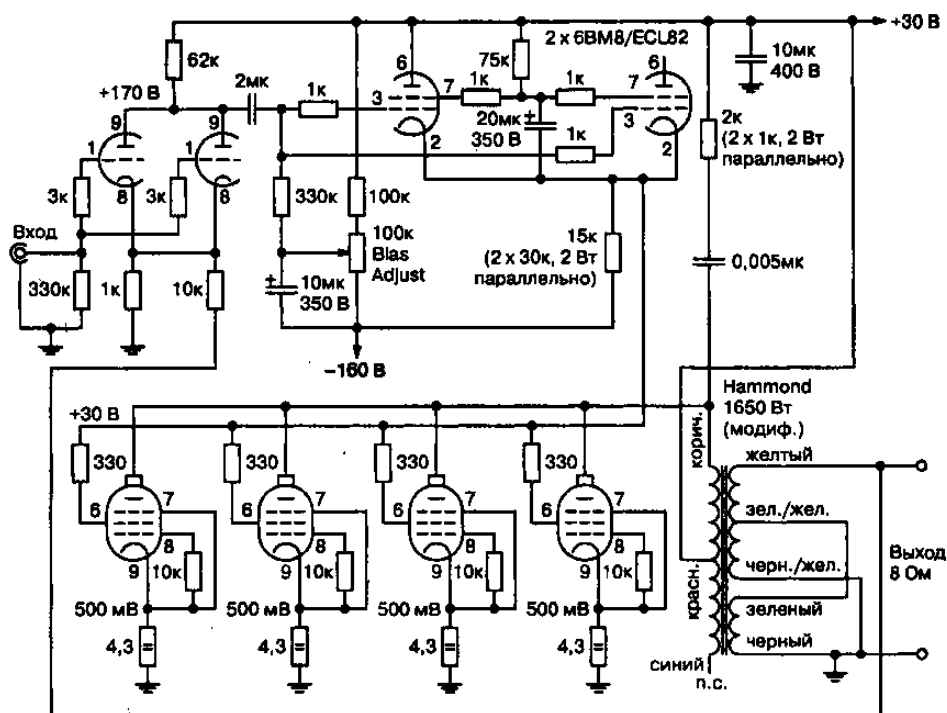


Рис. 20.6. Схема одноканального лампового УМЗЧ на квартете 6П45С

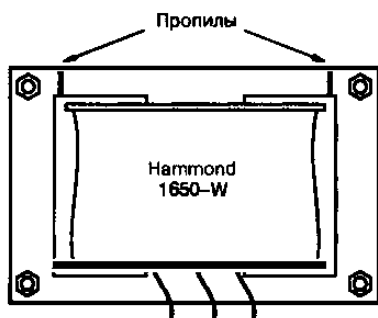


Рис. 20.7. Модифицированный трансформатор

отключение ООС (SW2), а также выбор режима работы выходных ламп (тетродный/триодный).

Параметры усилителя в разных режимах указаны в табл. 20.1 ($Z_{\text{нагр.}} = 8 \text{ Ом}$). На рис. 20.9 изображены графики АЧХ и зависимости коэффициента гармоник от выходной мощности для режима с включенной ООС, а на рис. 20.10 — то же, но без ООС [Ламповый

УМЗЧ А3550 фирмы LUXKIT // «Denpakagaku» №626, с. 167—174 и «Радиолюбитель» №3/1998, с. 13].

Параметры усилителя в различных режимах работы

Таблица 20.1

Наименование параметра	Стереоконфигурация				Моноконфигурация	
	Тетродное включение		Триодное включение		Тетродное	Триодное
	С ООС	Без ООС	С ООС	Без ООС	Без ООС	
Выходная мощность	50 Вт	50 Вт	30 Вт	30 Вт	1000 Вт	60 Вт
Кэф. гармоник	1%	3%	0,5%	1%	3%	0,5%
Полоса, Гц-кГц	10–40	30–20	10–30	30–18	10–40	10–30
Номин. Увх	1,1 В	1,1 В	1,0 В	1,5 В	1,1 В	1,0 В
С/Ш	106 дБ	100 дБ	105 дБ	102 дБ	107 дБ	105 дБ

Ламповые УМЗЧ Дьеря Плахтовича на 807

Простой ламповый УМЗЧ (рис. 20.11) Дьеря Плахтовича содержит:

- усилитель напряжения (чувствительность 90 мВ, входное сопротивление 470 кОм) на пентоде V1;
- фазоинверсный усилитель на двойном триоде V2 с симметрирующим триммером P1 в анодной цепи;
- выходной трансформаторный каскад на пентодах 807 (Г-807) V3, V4 с фиксированным смещением на сетках ($U_g = -15 \dots -47$ В).

При выходной мощности 40 Вт на нагрузке 8 Ом коэффициент гармоник составляет около 1,5%. Типовые зависимости коэффициента гармоник на разных частотах в функции выходной мощности изображены на рис. 20.12.

Широкая для ламповой техники полоса усиливаемых частот 20 Гц — 40 кГц (–1 дБ) обусловлена специальной конструкцией выходного трансформатора Tr1 (рис. 20.13), выполненного на Ш-образном магнитопроводе SM-102:

- секции первичной обмотки n6—n13 соединены последовательно и содержат по 480 витков ПЭЛ-0,25;
- секции вторичной n1—n5 соединены параллельно и содержат по 136 витков, причем секции n1 и n5 намотаны проводом ПЭЛ-0,8, а n2—n4 — проводом ПЭЛ 0,4.

После изготовления трансформатора при налаживании усилителя подбирают емкость конденсатора C^* в диапазоне 10—33 пФ по критерию минимальной неравномерности АЧХ в диапазоне 20—40 кГц.

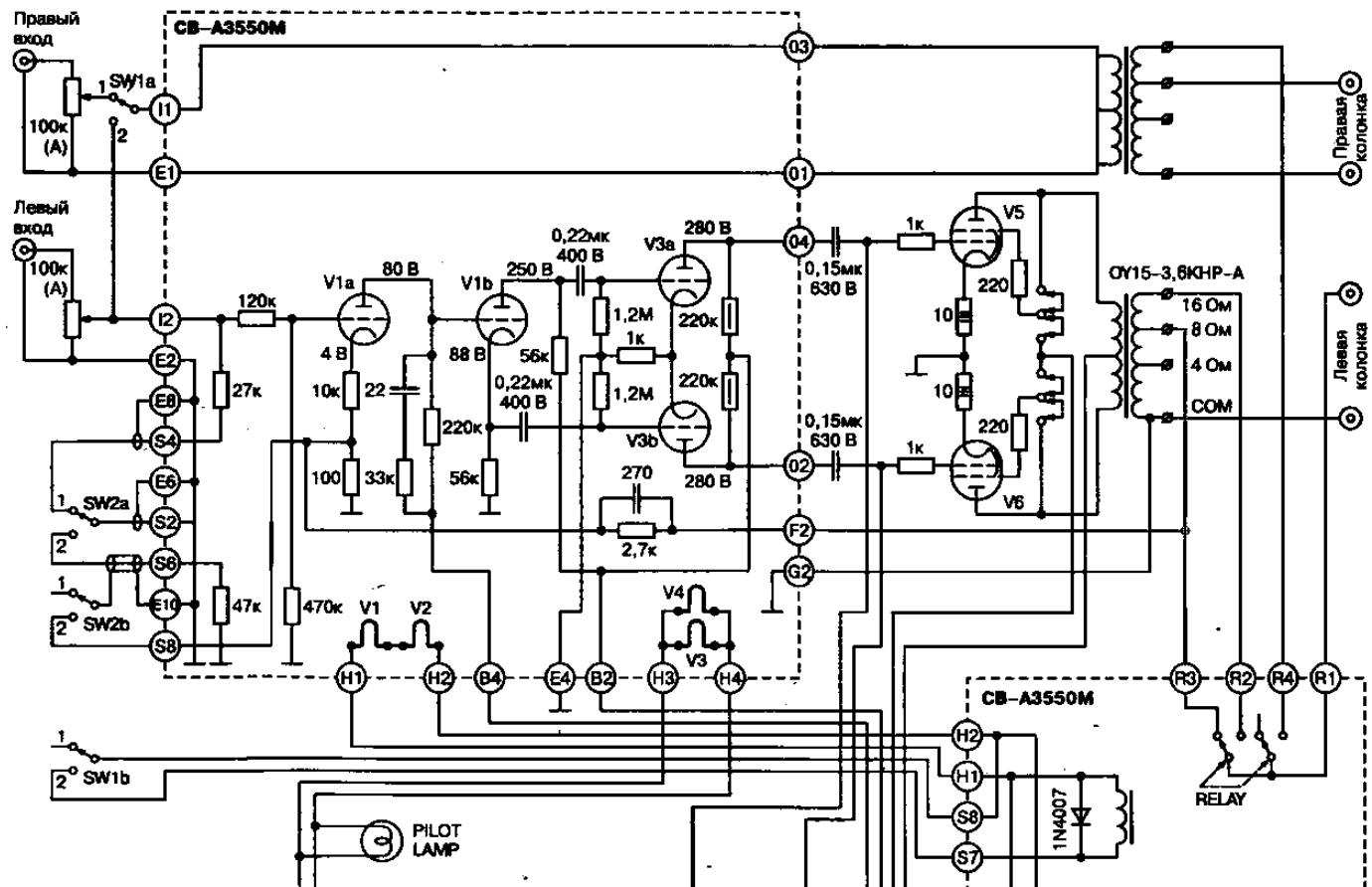
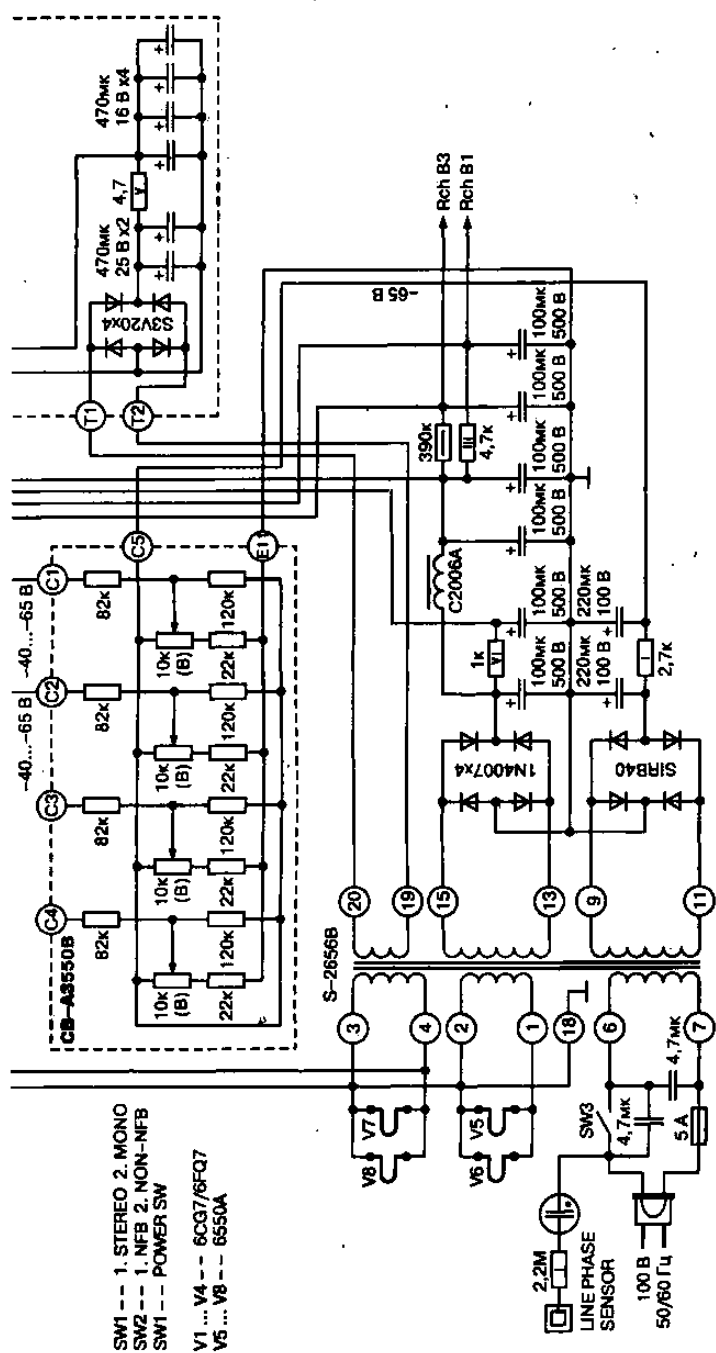


Рис. 20.8. Схема стереофонического лампового УМЗЧ А3550 фирмы ЦИХТ



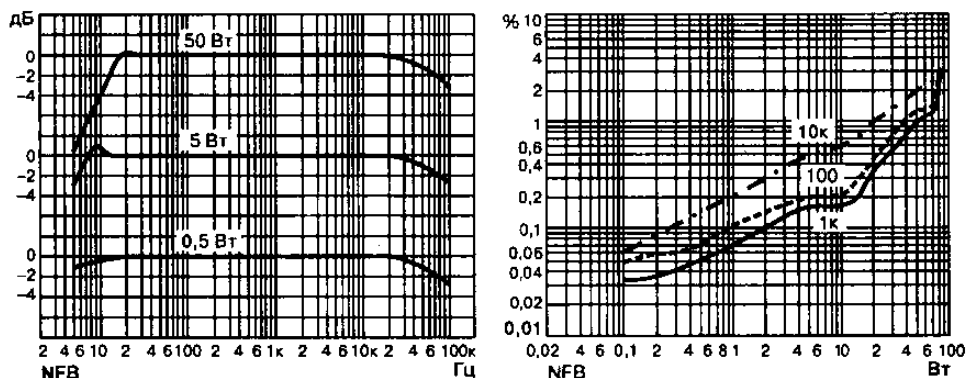


Рис. 20.9. Графики АЧХ и зависимости коэффициента гармоник от выходной мощности для режима с включенной ООС

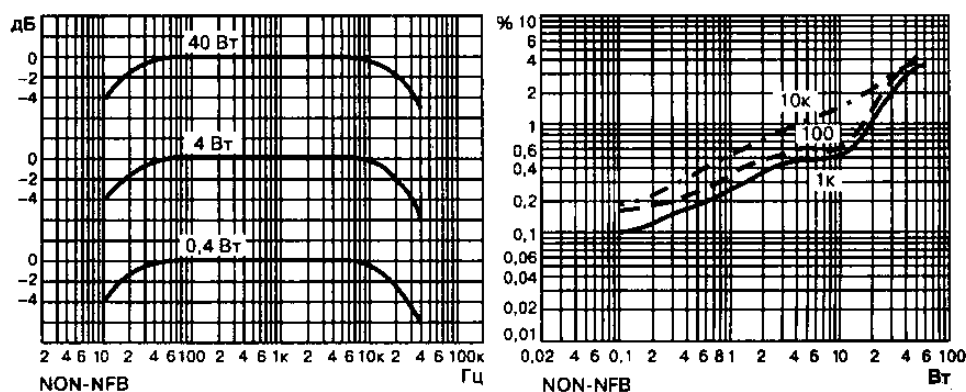


Рис. 20.10. Графики АЧХ и зависимости коэффициента гармоник от выходной мощности для режима без ООС



Примечание.

Еще одной особенностью усилителя является применение, наряду с цепью общей ООС ($R7C^*$), регулируемой ПОС, подаваемой через $R26$ также в цепь катода $V1$.

Триммером $R3$ можно оптимально согласовать усилитель с конкретной акустической системой: в крайнем левом по схеме положении движка $R3$ ПОС частично компенсирует ООС и демпфирование АС минимально, а в правом по схеме положении движка на $R26$ подается ПОС по току нагрузки и демпфирование АС максимально.



Совет.

При желании «чистого» управления нагрузкой ПОС можно отключить, замкнув $K1$.

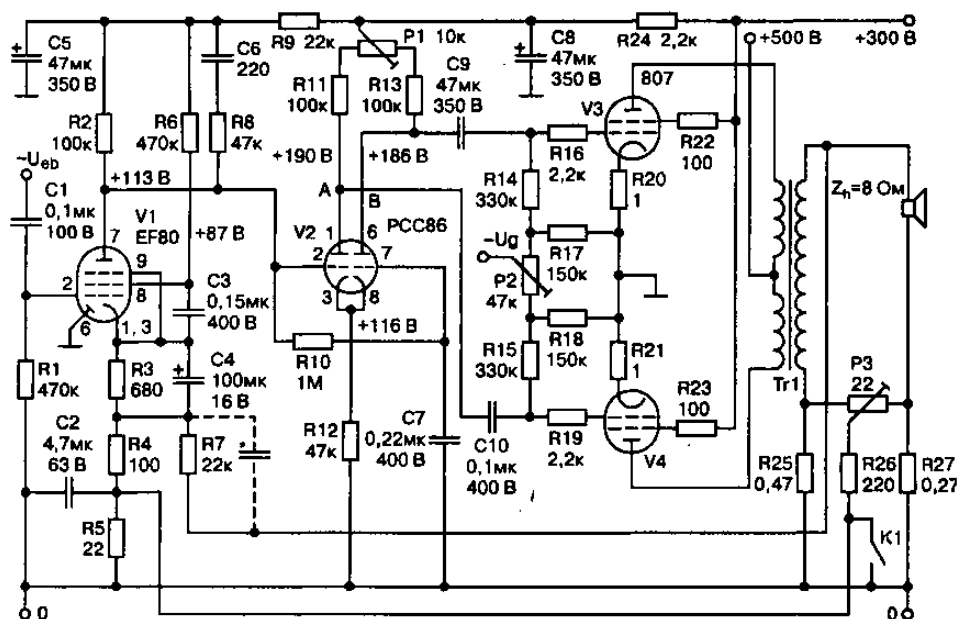


Рис. 20.11. Схема лампового УМЗЧ на 807

Схема блока питания показана на рис. 20.14. С делителя R33R34 через R28—R31 на накал ламп подается небольшой положительный потенциал, чтобы запереть паразитную «лампу» катод-подогреватель и тем самым снизить уровень фона. Задержку подачи анодных напряжений при включении обеспечивает таймер на транзисторе Т, управляющий реле F типа OMRON MY4 или аналогичным, рассчитанным на коммутацию напряжений до 600 В [13].

Другой ламповый УНЧ (рис. 20.16) Дьеря Плахтовича выполнен на двух двойных триодах V1, V2 (аналог 6Н23П) и двух 807 (аналог Г-807). Левый по схеме триод V1a — усилитель напряжения, нагруженный на фазонвертор V1b с разделенной (R5, R6) нагрузкой.

В катод V1a с вторичной обмотки выходного трансформатора через R23 подается напряжение общей ООС глубиной 14 дБ. Высокая сте-

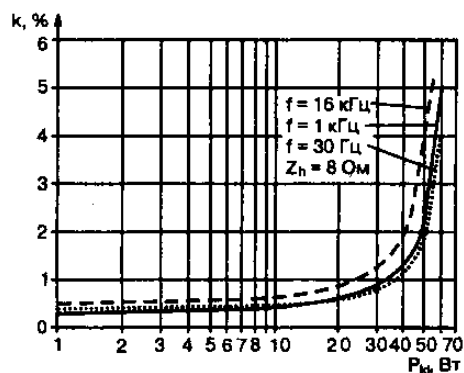


Рис. 20.12. Типовые зависимости коэффициента гармоник на разных частотах в функции выходной мощности

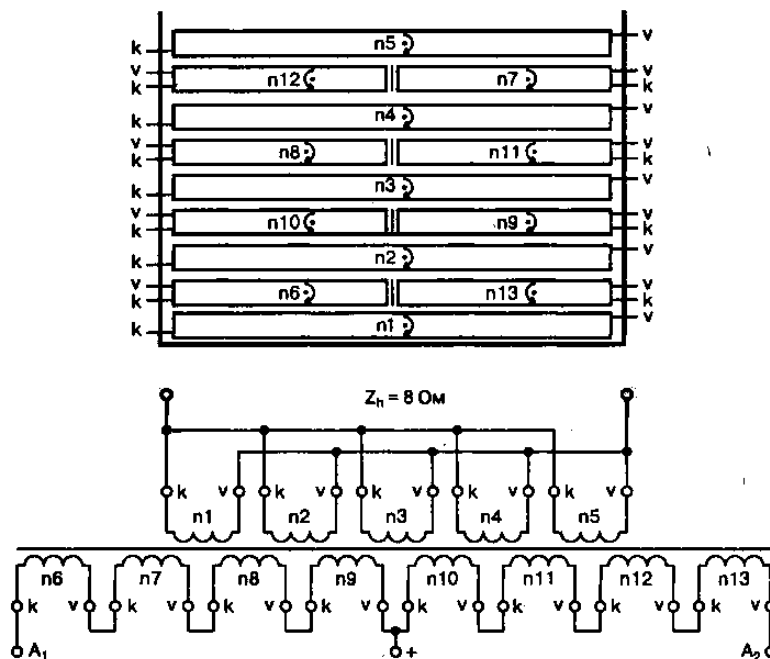


Рис. 20.13. Специальное секционирование обмоток выходного трансформатора Tr1

пень симметрии раскочки выходных ламп V3, V4 обеспечена драйвером на V2, выполненном по схеме дифференциального усилителя с общей катодной нагрузкой R10.

Такое решение (по сравнению с часто применяемыми двумя раздельными каскадами усиления) обеспечивает автоматическую компенсацию неточности фазорасщепления каскада с разделенной нагрузкой. Выходной двухтактный каскад работает в режиме класса АВ с начальным анодным током 15 мА и фиксированным сеточным смещением (регулируется в пределах $-25 \dots -62 \text{ В}$ триммером R4 — см. далее схему блока питания на рис. 20.18), анодным напряжением 700 В и напряжением второй сетки 350 В. В таких условиях крутизна 807 составляет 6 мА/В, а оптимальная анодная нагрузка (R_{aa}) 7 кОм трансформируется в стандартную нагрузку 8 Ом посредством Tr1.

Конструктивное исполнение обмоток последнего показано на рис. 20.17. Он выполнен на Ш-образном магнитопроводе SM-102b (площадь около 36 см^2), каждая из последовательно соединенных секций первичной обмотки п6—п13 состоит из 262 витков ПЭВ-0,3, а каждая из параллельно соединенных секций вторичной п1—п5 — по 75 витков ПЭЛ-0,5.

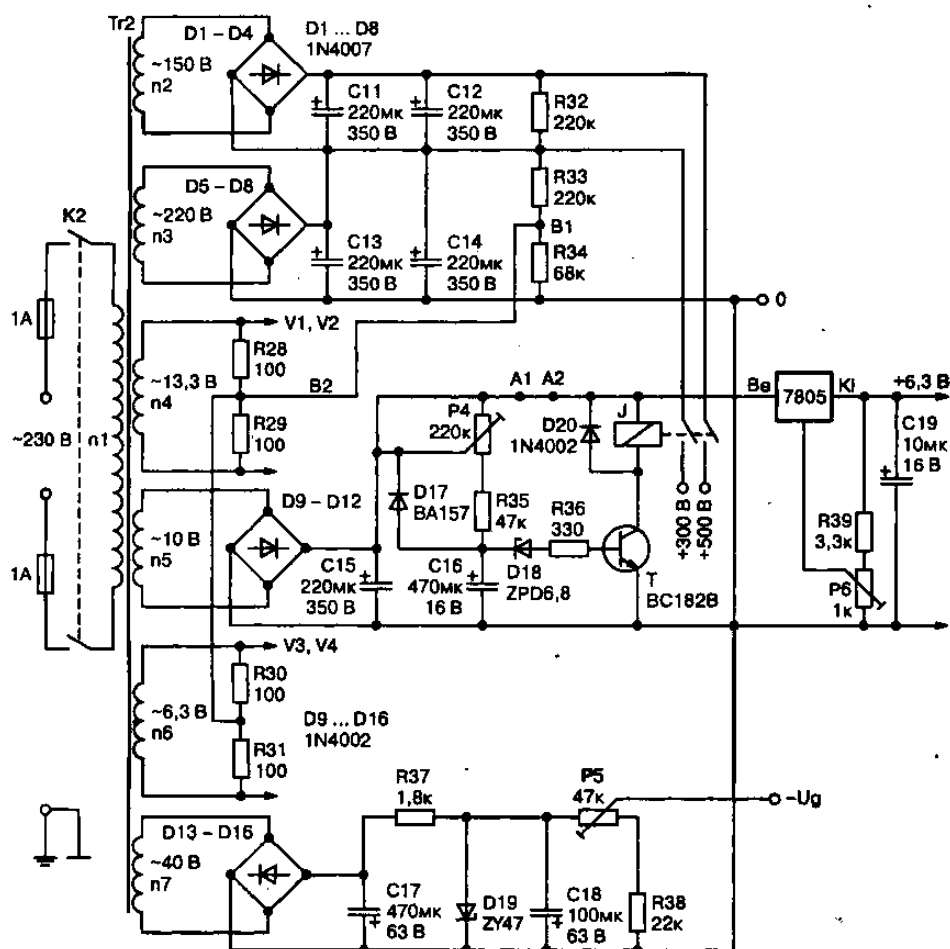


Рис. 20.14. Схема блока питания

Блок питания (рис. 20.18) выполнен по классической полупроводниковой схеме с задержкой подачи анодных напряжений (реле времени на C17/BC182) и подпиткой цепей накала небольшим положительным смещением с делителя R34R35 через R25—R28.

Сетевой трансформатор также выполнен на магнитопроводе SM-102b:

- первичная обмотка n1 содержит 390 витков ПЭВ-0,7;
- вторичные обмотки n2 — 450 ПЭВ-0,35, n3 — 490 ПЭВ-0,35, n4 и n6 — 11 ПЭЛ-1,2, n5 — 18 ПЭЛ-0,5, n7 — 100 ПЭЛ-0,2.

При номинальной выходной мощности 60 Вт коэффициент гармоник на частоте 1 кГц чуть больше 1%, АЧХ при неравномерности -1 дБ простирается от 20 до 35000 Гц.

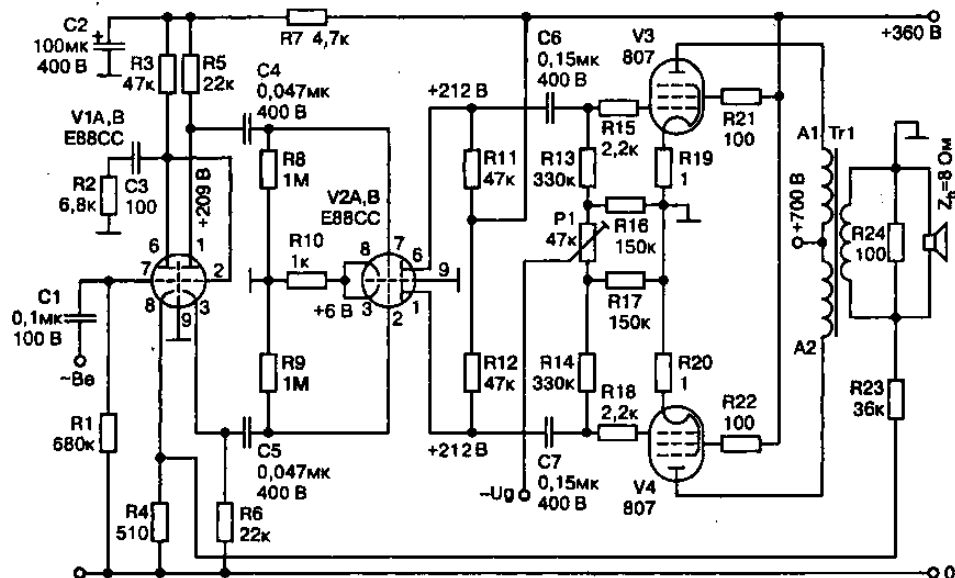


Рис. 20.16. Схема 60-ваттного лампового УМЗЧ

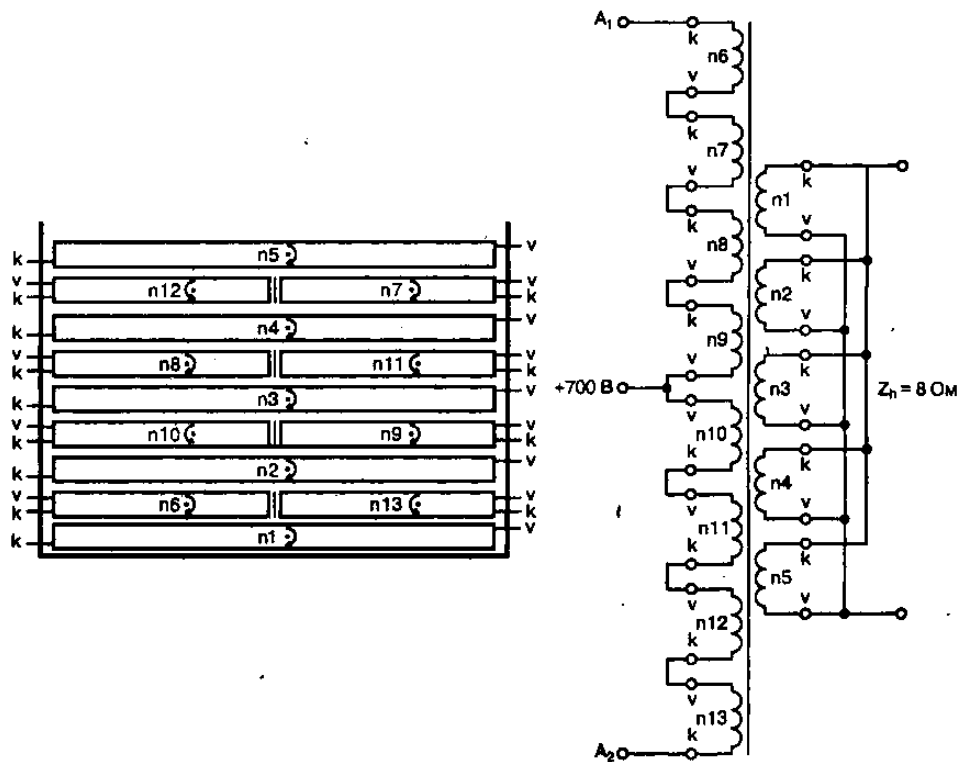


Рис. 20.17. Конструктивное исполнение обмоток Tr1

Максимальная выходная мощность 75 Вт, входное сопротивление 680 кОм, чувствительность 420 мВ.

Регулировка сводится к установке подстроечником Р4 блока питания (рис. 20.18) и резистором Р1 (рис. 20.16) 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 [41].

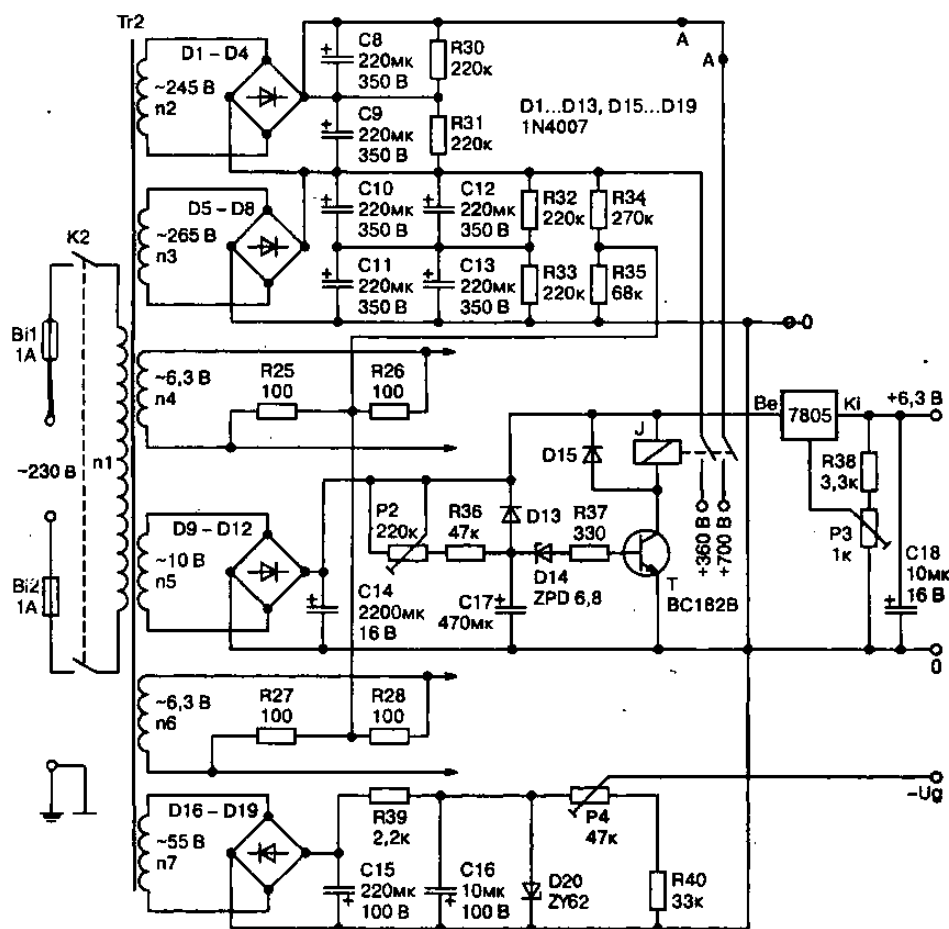


Рис. 20.18. Схема блока питания

Однотактный ламповый усилитель на триодах по схеме Loftin-White

Конструкцию однотактного лампового усилителя на триодах предлагает Виталий Брусникин, г. Петрозаводск. Несмотря на простоту конструкции (а во многом — благодаря ней), его звучание отличается хорошей музыкальностью. Усилитель может быть рекомендован для первого опыта интересующихся «ламповым» звуком, имеющим скромный бюджет. Собрав эту схему, вы будете потрясены звучанием любимых записей!

Конструкция аппарата восходит к так называемой схеме Loftin-White — двухкаскадного усилителя с непосредственной связью. Отсутствие межкаскадного конденсатора (или трансформатора) положительно сказывается на линейности, широкополосности и фазовой характеристике усилителя.



Внимание.

Не следует приступать к изготовлению данной конструкции, не имея опыта работы с высоковольтными электроцепями (до 1000 В). Безопасность — прежде всего, соблюдайте осторожность, не подвергайте себя риску!

Его чувствительность — около 1 В, чего вполне достаточно для большинства CD-проигрывателей — наиболее массового ныне источника музыкального сигнала. Заметное на слух ограничение появляется на уровне выходной мощности около 8 Вт. Но оно настолько «ласковое», что, чуть снизив громкость, можно продолжать прослушивание. При мощности 4 Вт коэффициент гармоник не превышает 0,4%, при 1 Вт — не более 0,1%. Основной продукт искажений — 2-я гармоника сигнала.

В первом каскаде (рис. 20.19) работает один из триодов лампы 6Н8С. Лампа выбрана после прослушивания в данной схеме нескольких типов в различных режимах и имеет на взгляд (ухо?) автора несколько преимуществ. Ее звуковая сигнатура отличается естественностью, а построение стереопанорамы — точностью и глубиной.

Если усилитель изготавливается в виде моноблоков, разумно применить одиночные триоды 6С2С — даже с несколько лучшим результатом. Могут подойти также и 6С5 (6С5С).

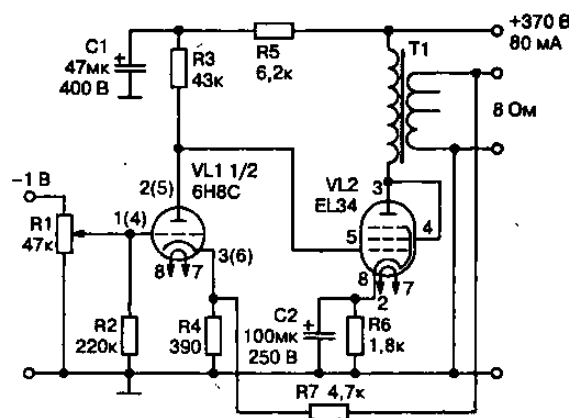


Рис. 20.19. Схема «бюджетного» Лофтин-Уайт

**Примечание.**

Возможно, кому-то понравится звук лампы 6Н1П, которая также неплохо работает в данной схеме, но автор считает ее звучание здесь резковатым.

Небольшой по величине резистор автоматического смещения не шунтируется конденсатором, что создает небольшую местную ООС с линеаризующим действием. Кроме того, отсутствие конденсатора снимает проблему его влияния на звук, которое почти никогда не бывает положительным.

Для выходного каскада также после проб выбрана лампа EL34 в триодном включении.

**Совет.**

Постарайтесь ее найти, она порадует вас упругим басом, гармоничным тональным балансом — прекрасный прибор!

Существовал и ее отечественный аналог, правда, малораспространенный — 6П27С. Несколько хуже будут 6ПЗС (в этом случае предпочтительнее 6ПЗС-Е), ГУ-50. При соответствующем перерасчете выходного каскада можно попробовать 6Н5С (6Н13С), по паре включенных в параллель EL84 (6П14П), 6П1П, 6П6С (все — в триодном включении) или 6С19П.

И наконец, кто располагает лампами 6С33С или 6С41С, может и с ними поэкспериментировать, умонив источник питания и понизив анодное напряжение. Хотя, строго говоря, мощность первого каскада в данной схеме для их «раскачки» недостаточна.

На схеме (рис. 20.19) показана цепь общей отрицательной обратной связи (резистор R7), введенная с целью снижения интермодуляционных искажений. Однако в авторском варианте ОС не включена.



Примечание.

Автор настороженно относится к применению общей ООС в подобных схемах, тем более, что в данном усилителе с выключенной ОС искажений не слышит. Послушайте и определите, как вам больше нравится.

Схема содержит совсем небольшое количество элементов, но качество каждого очень важно. Здесь мы изложим некоторые желательные «излишества», хотя и в минимальном варианте звучание усилителя вас не огорчит.

Начнем с регулятора громкости. Если вам доступен дискретный переключатель высокого качества — лучше применить его, собрав схему L-аттенюатора. На практике бывает достаточно всего 5-6 положений.

Резисторы R2—R5 типа МЛТ-2. R2 выполняет защитную функцию при возможном нарушении контакта в движке потенциометра R1. R6 можно набрать из четырех МЛТ-2 в смешанном соединении или применить проволочный остеклованный мощностью 10 Вт. Допуск номиналов всех резисторов — 5%.

Конденсатор для цепи катода выходной лампы лучше приобрести импортный — из наших деталей подойдет разве что К50-35. Но наилучшим решением будет применение здесь полипропиленовых или бумажных (МБГЧ или МБГП) конденсаторов емкостью хотя бы 50—60 мкФ.

Выходной трансформатор заслуживает отдельного разговора. Если ориентироваться на его самостоятельное изготовление, сечение железа следует выбрать около 10 см² (можно немного больше). Намотка секционированная — чередование 5 слоев «первички» (2500 витков, Ш0,25 мм) и 4 слоев «вторички» (300 витков, Ш0,6 мм). Сделайте отводы от 240-го и 270-го витка для настройки под конкретную акустику.

Автору больше нравится звучание трансформаторов на Ш-железе, но можно применять и ленточный сердечник. Многое зависит от качества стали — лучше всего использовать сердечник от какого-либо звукового трансформатора (кинотеатральная аппаратура, ламповые радиоузлы и т. д.). Толщина немагнитной прокладки при сборке — около 0,15 мм.

Если применяете межобмоточную изоляцию из конденсаторной бумаги, то лучше пропитать собранный трансформатор парафином для повышения электрической прочности и фиксации витков. Автор использует для изоляции тонкую сантехническую ленту «ФУМ» (белого цвета). Она хорошо фиксирует витки, обладает свойствами отличного диэлектрика. И если трансформатор при этом намотан аккуратно (витки по краям не проваливаются и т. п.), его можно и не пропитывать.

Несколько слов об особенностях монтажа. Лучше, если все соединения будут наиболее короткими — крепление компонентов «от точки к точке». Если длина соединительных проводов будет менее 10 см, их влияние на звук не будет столь ощутимым. Наиболее компактно смонтируйте катодные цепи, точка заземления всех компонентов должна находиться вблизи входного разъема. Сюда же подключите общий провод анодного питания.



Примечание.

Автор придерживается мнения, что только питание каналов стереоусилителя от отдельных силовых трансформаторов (рис. 20.20) полностью реализует преимущества однотактного лампового усилителя в «деликатности» передачи стереопанорамы.

Не жалейте на источник питания средств и усилий! В крайнем случае — используйте один трансформатор с достаточным запасом мощности и отдельные выпрямители. Представляется также разумным применение отдельного трансформатора накала (например, серийных ТН) — рис. 20.21. Это упростит намотку анодных трансформаторов и решит проблему предварительного прогрева нитей

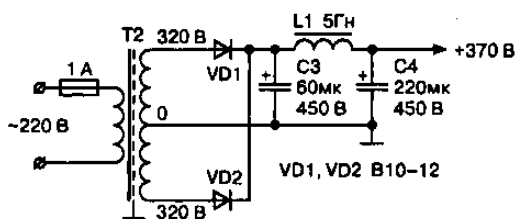


Рис. 20.20. Схема питания канала стереоусилителя от отдельного силового трансформатора

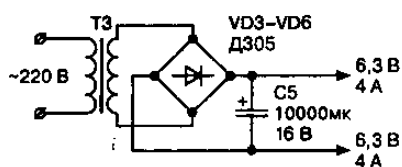


Рис. 20.21. Вариант применения отдельного трансформатора накала

ламп перед включением высокого напряжения.

Питание нитей накала выпрямленным напряжением предпочтительно в отношении уровня фона и качества звучания. Оптимальный анодный выпрямитель — двухполупериодный (не мостовой!). Такая схема (рис. 20.20)

гасит синфазные помехи из сети, и усилитель получается очень «тихим», без неприятного фона и рокота.

Для выпрямления лучше применять силовые вентили на токи свыше 5 А с большой площадью кристалла. Обычные диоды при переключении создают помехи с широким спектром, которые портят звук. Можете убедиться в этом сами!

Дроссели — от ламповых цветных телевизоров, типа Др-5-0,08. Если пожелаете, примените в источнике кенотроны (5Ц3С хорошо подойдут), бумажные конденсаторы МБГЧ или КБГ-МН в сочетании с большими дросселями на 10—15 Гн.

Если не смутят габариты, это будет по-настоящему «безальтернативный» источник, который, возможно, пригодится вам в будущем, когда захочется попробовать элитные выходные лампы (6С4С, 300В и другие).

В качестве компромисса предлагается шунтирование конденсаторов С1, С2 и С4 (хорошо, если они будут импортными) бумагомасляными (МБГЧ, КБГ) и емкостью не менее 10 мкФ.



Совет.

С целью повышения выходной мощности до 10—12 Вт можно рекомендовать введение в первом каскаде усилителя фиксированного смещения величиной 2,5—3 В.

Небольшая мощность усилителя требует чувствительной акустики. Из отечественных громкоговорителей прошлых лет акустика мощностью 15—30 Вт небольшого размера предпочтительнее, чем клоны S-90. Сейчас еще можно найти старые кинотеатральные громкоговорители с головками 4А-32, они хорошо подойдут.

Вариант с 2А-12 и рупорным ВЧ-звеном на базе головки 1А-20 или подобной — это уже серьезная акустика! После небольшой доработки получаются громкоговорители с хорошей динамикой, красивым басом

и высокой чувствительностью. Если ваши возможности совсем ограничены — наберите несколько старых 4-ваттных головок с бумажным подвесом диффузора и разместите их в открытых ящиках большого размера, добавив, если есть, «бумажные» «пищалки». Для баса хороши 6ГД-2. Желаю успехов и наслаждения звуком [20].

УМЗЧ на «ТВ-строчных» лучевых тетрадах 6LW6 Сильвио Манжини в необычном ультралинейном режиме

Сильвио Манжини в своем усилителе на «ТВ-строчных» лучевых тетрадах 6LW6 (P_a до 40 Вт, U_a до 990 В, I_k до 400 мА; аналоги 26LW6, 36LW6 отличаются только напряжением накала; близкие по параметрам эквиваленты 6LF6, EL519) применил модификацию ультралинейного режима, предложенную в 1996 году Кроухарстом. Суть режима в приложении примерно 43% переменной составляющей анодного напряжения не на экранирующую сетку (как в обычном ультралинейном режиме, рис. 20.22, а), а в соответствующей фазе на катод (рис. 20.22, б).

Достоинства такого схемного решения:

- четверо снижает $R_{aa,опт.}$ оптимальное эквивалентное сопротивление между анодами ламп;
- существенно улучшает линейность;
- предотвращает неконтролируемую перегрузку экранирующей сетки и преждевременный выход из строя в режиме, близком к максимально допустимому.



Примечание.

Правда, значительно (а именно, почти на половину анодного напряжения, прикладываемую к катоду) возрастает и напряжение раскачки, которое необходимо подавать на управляющую сетку.

В реальной схеме (рис. 20.23, см. на сайте издательства www.nit.com.ru) амплитуда этого напряжения достигает 225 В. Она обеспечена катодными повторителями на триодах 12AZ7A с катодной вольтодобавкой (через C212 10 мкФ 250 В в общую точку R226, R228) от тех же обмоток выходного трансформатора, что подключены к катодам выходных ламп.

В свою очередь, катодные повторители раскачиваются каскадами усиления на триодах 7119 с анодным напряжением $U_{B3} = 730$ В. Много, а что поделаешь, High-End бескомпромиссность требует жертв.

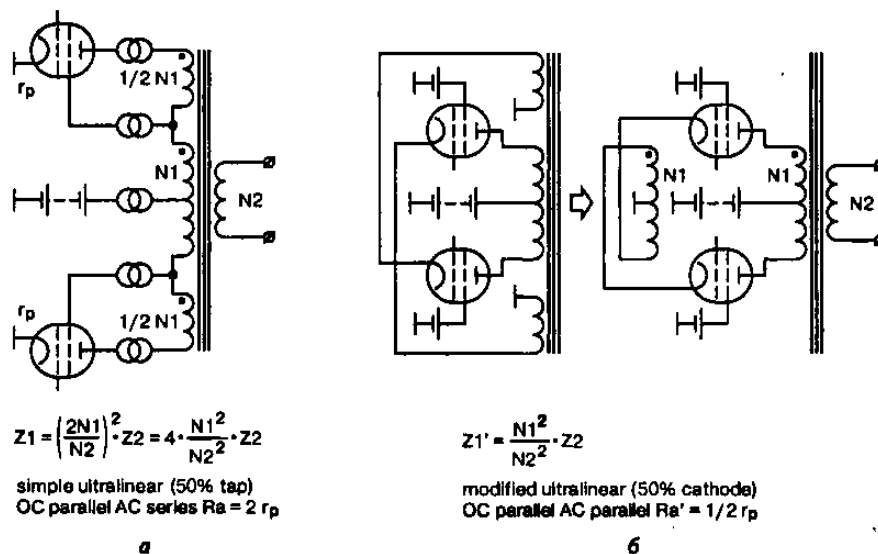


Рис. 20.22. Обычное ультралинейное включение пентодов (а) и с подачей напряжения на катоды (б)

Зато при выходной мощности 90 Вт коэффициент гармоник составляет всего 0,16%, граничные частоты по уровню –0,5 дБ простираются от 10 Гц до 50 кГц.

Вот данные по режимам ламп выходного каскада (в числителе — при нулевом, в знаменателе — при максимальном сигнале): $U_a = 445/412$ В; $P_a = 22/26,5$ Вт; $U_{c2} = 250/250$ В; $I_{c2} = 0,8/9$ мА; $I_k = 50/192$ мА; напряжение смещения на управляющей сетке $U_{c1} = -58$ В.

Входные каскады обеспечивают чувствительность 0,43 В и относительный уровень шумов лучше –100 дБ.

Выходной трансформатор 18ТУ имеет следующие характеристики:

- расчетная мощность/нагрузка 100 Вт/8 Ом;
- коэффициент трансформации (вся первичная к вторичной) 16,74:1;
- коэффициент трансформации катодных (ультралинейных) обмоток 1:0,43;
- постоянный ток через каждую половину первичной обмотки 300 мА;
- индуктивность первичной обмотки 575 Гн;
- приведенная собственная емкость/индуктивность рассеивания 150 пФ/1,2 мГн (только ультралинейной обмотки).

Глубина общей ООС в катод Е86С через R206 — 21 дБ. 750-ваттный сетевой трансформатор имеет следующие обмотки (напряжение/ток): сетевая 235 В/3,2 А; основная анодная (В1, В2) 350 В/1,4 А; дополни-

тельная анодная (В3, В4) 230 В/0,1 А; смещения (С1, С2, S1) 106 В/0,1 А; остальные обмотки — накальные, 6,3 В (А1—А4), 36 В (А5) [33].

Тетродный/ультралинейный/триодный однотактник на 6П7С

Лучевой тетрод 6П7С является практически полным аналогом «звуковых» ламп 6ПЗС, 6Л6G, адаптированным для работы в схемах строчной развертки телевизоров. Он отличается улучшенной изоляцией между электродами, несколько большим импульсом анодного тока, повышенной электрической прочностью. Вывод анода вынесен на купол колбы лампы в виде металлического колпачка (рис. 20.24). В то же время, ВАХ тетрода 6П7С весьма близки к таковым 6ПЗС и 6Л6.

Высокое качество ее звучания приближается к звучанию генераторного тетрода типа Г-807. Последний заметно превосходит такую общепризнанную «классику» как 6ПЗС/6Л6 и 6П27С/EL34.

При построении выходных каскадов усилителей ЗЧ можно без особых проблем воспользоваться электрическими режимами, принятыми для ламп 6ПЗС/6Л6 или 6П27С/EL34.

Рекомендуемые изготовителем электрические режимы лучевого тетрода 6П7С при работе в однотактном оконечном каскаде класса А:

- напряжения на аноде $U_a=250$ В, экранной сетке $U_{c2}=250$ В, катод $E_k=14$ В (резистор автоматического смещения $R_k=180$ Ом 2 Вт);
- ток анода $I_{a0}=72$ мА, экранной сетки $I_{s0}=5,8$ мА (гасящий резистор $R_{c2}=2,4$ кОм 0,25 Вт);
- напряжение возбуждения на управляющей сетке $U_{c1}=10$ В.

В таком режиме крутизна лампы $S=5,9$ мА, внутреннее сопротивление $R_i=32$ кОм, сопротивление анодной нагрузки $R_a=2,5$ кОм, максимальная ($K_r=10\%$) выходная мощность 6,5 Вт.

Напряжение/ток накала 6,3 В/900 мА, предельно допустимое напряжение на аноде 500 В, длительно рассеиваемая на аноде мощность не более 20 Вт.

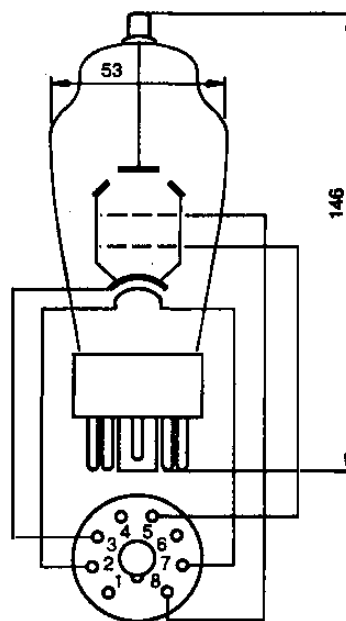


Рис. 20.24. Конструкция тетрода 6П7С

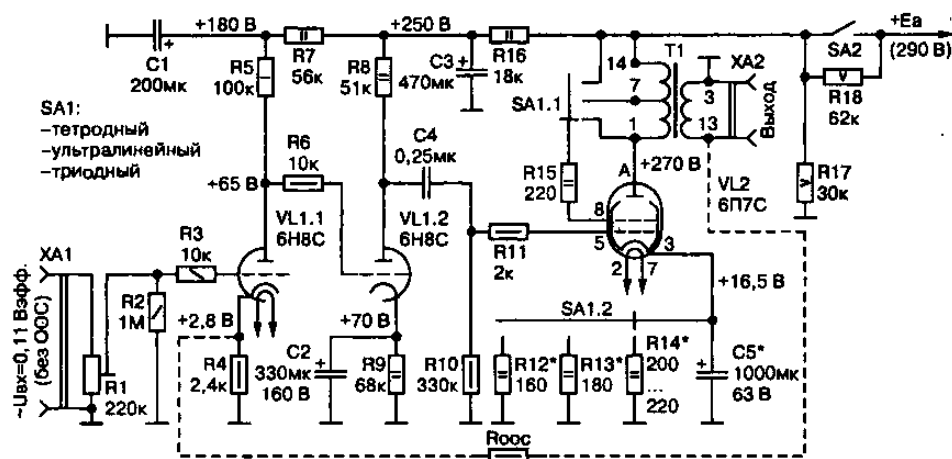


Рис. 20.25. Пример практической реализации УМЗЧ с однотоковым выходным каскадом на лампе 6П7С

Пример практической реализации УМЗЧ с однотоковым выходным каскадом на лампе 6П7С при работе в схеме с автоматическим смещением на управляющих сетках показан на рис. 20.25. Входной сигнал поступает на резистор R1, выполняющий роль регулятора усиления.

Остановимся на этом элементе подробнее, поскольку входные цепи во многом определяют качество звучания устройства. Начнем с регулировочных характеристик. Для регуляторов громкости общепринятыми являются резисторы с показательной (обратнологарифмической) зависимостью сопротивления от угла поворота движка, т. е. необходима характеристика типа «В».

Конструкция резистора должна обеспечивать надежный механический контакт между подвижными электродами и токопроводящим элементом. Объяснение очень простое: в данной зоне происходит сильнейшая деградация звукового сигнала, не говоря уже о том, что хрипы и трески в процессе регулировки просто-напросто действуют на нервы.

Для сдвоенных резисторов важным показателем качества является разбаланс характеристик. Рассмотрим возможные варианты выбора. Сразу же отклоняем «экстремистский» вариант — применение типично «хай-энд-овских» компонентов, подобных Ricken Ohm, — они мало кому доступны. Остановим выбор на более распространенной элементной базе.

Из импортных достаточно качественных и не слишком дорогих аудиокомпонентов можно рекомендовать резисторы фирм ALPS,

Bourns, Spectroll. Из отечественных неплохо работают объемные композиционные типа СП4-1 или СПО.

**Совет.**

Не следует применять металлопленочные и лакопленочные элементы.

Из дискретных регуляторов возможно использование отечественных типа РП1-57Е. Желющие могут попробовать поставить проводочные потенциометры ПТП-21.

Но пора вернуться к нашей схеме. Снимаемый с движка регулятора R1 входной сигнал через антипаразитный резистор R3 подается на управляющую сетку лампы VL1.1. Дополнительный элемент сеточной цепи данной лампы — сопротивление утечки R2. С его помощью также исключается опасность «подвисания» управляющей сетки VL1.1 при обрыве ползунка потенциометра R1.

Первый каскад усилителя собран на одной половинке двойного «звукового» триода 6Н8С (VL1.1). Он представляет собой стандартный усилитель напряжения с резистивной нагрузкой и коэффициентом передачи порядка 11. Рабочий режим лампы VL1.1 задается резистором автоматического смещения R4, анодной нагрузкой служит резистор R5. Снимаемый с анодной цепи усиленный сигнал через антипаразитный элемент — R6 поступает на управляющую сетку лампы второго каскада VL1.2. Для исключения негативного влияния проходного конденсатора связь между каскадами непосредственная — гальваническая.

Второй каскад, подобно первому, также является типичным усилителем напряжения с резистивной нагрузкой R8 в анодной цепи. Коэффициент его передачи порядка 5.

**Примечание.**

Единственное отличие второго каскада от «классической» схемы заключается в увеличенном на порядок сопротивлении автоматического смещения R9 в цепи катода VL1.2. Это вызвано необходимостью установки корректного рабочего режима при большом положительном потенциале на управляющей сетке триода.

Высокое сопротивление в цепи катода предопределяет большую глубину местной ООС, которая значительно снижает усиление по переменному току. Кроме этого, согласно концепции построения

High-End аппаратуры, наличие ООС является нежелательным. В связи с этим резистор R9 зашунтирован электролитическим конденсатором C2. К его качеству предъявляются повышенные требования, т. к. этот элемент довольно сильно влияет на звучание устройства. Специализированные аудиоэлектролиты типа Elna-Gerafine высокого качества имеют не менее высокую цену и малодоступны.

**Совет.**

Можно воспользоваться алюминиевыми оксидно-электролитическими конденсаторами типа K50-24, K50-29; чуть хуже K50-35. Из двух однотипных компонентов с одинаковыми электрическими характеристиками, но разными размерами, предпочтение отдать следует конденсаторам с большими корпусами. Последние обычно лучше звучат, хотя в каскадах предварительного усиления эта примета оправдывается не всегда.

Пару слов по поводу шунтирования электролитических конденсаторов «обычными», т. е. неэлектролитическими. Такое решение эффективно лишь тогда, когда дополнительная емкость составляет не менее 1% от основной. При использовании высокочастотных конденсаторов с малой паразитной индуктивностью, в первую очередь, слюдяных, получают малоприемлемые габариты.

Попытка зашунтировать C2 пленочными или бумажными конденсаторами не привела к получению четко выраженного желаемого эффекта. В качестве C2 не рекомендуется использовать оксидно-полупроводниковые.

Впрочем, к особенностям выбора конденсаторов, устанавливаемых в катодной цепи лампы, мы еще вернемся при изучении оконечного каскада. По переменному току второй и оконечный каскады связаны между собой разделительным C4.

Этот элемент на качество звучания влияет самым радикальным образом, поэтому разговор о требованиях к его качеству заслуживает особого внимания. Сразу отметим, что идеального компонента, который бы совершенно не портил звук, в природе просто-напросто не существует. К таковым можно было бы отнести вакуумные либо воздушные конденсаторы. Однако представить, а тем более реализовать на практике, усилитель с «проходником» размером с пару танковых аккумуляторов весьма проблематично. Поэтому выбор типа C4 всегда является компромиссом.

Конечно, можно просто отметить высокое качество специализированных аудиофильских изделий таких фирм как Jensen Capacitors либо экзотики «разлива» Audio Note, и на этом поставить точку. Но запредельная цена таких компонентов моментально переводит их практически для всех радиолюбителей в разряд столь же запредельных мечтаний.

Остановимся подробнее на реально доступных элементах общего применения отечественного производства. По мнению многих разработчиков аудиоаппаратуры наилучшими считаются бумаго-масляные и бумаго-фольговые изделия типов К40-9-5 (с 5-й приемкой); К40-У9; К40А-2; КБГ; ОКБГ; БМ-2; БМТ-2.

Чуть хуже металlobумажные вроде МБМ, МБГ, К42-.... Последние отличаются тем, что их обкладки получают нанесением на бумагу тонкого, не более 1 мкм, слоя металлизации (для сравнения: толщина алюминиевой фольги 80 мкм), а после свертывания пакета в рулон заготовку пропитывают церезином. Вследствие таких конструктивных и производственно-технологических особенностей металlobумажные конденсаторы по сравнению с бумаго-масляными и бумаго-фольговыми имеют пониженную электрическую прочность, которая за счет диффузии ионов металлизации в диэлектрик в процессе старения уменьшается еще больше.

Существует некоторая «вязкость» звучания бумажных конденсаторов в области высоких частот. В то же время «слядянка», обеспечивая четкость и прозрачность «верха», не позволяет получать необходимую пластичность и рельефность звука в области средних частот и мид-баса, которыми столь славится «бумага».



Примечание.

После ряда экспериментов автору удалось установить, что параллельное включение бумажного и слюдяного конденсаторов, емкость последнего должна составлять 1—7% от емкости основного, позволяет совместить достоинства звучания обоих типов.

Подбором соотношений емкостей можно в некоторой степени изменять характер звуковоспроизведения. Практика показала следующее: для разделительного конденсатора емкостью более 0,1 мкФ в случае, когда входное сопротивление последующего каскада составляет не менее 200 кОм, слюдяной дополнительный конденсатор должен иметь емкость в пределах 2—10 тыс. пФ.

Таким образом, С4 можно составить из «бумажника», скажем, типа К40У-9 или БМТ-2 емкостью 0,22—0,25 мкФ с рабочим напряжением не менее 250 В и слюдяного конденсатора, например, КСО-5, КСО-11, емкостью 3000—6800 пФ с таким же, либо большим, максимальным рабочим напряжением.



Примечание.

В случае построения стереофонического варианта усилителя к подбору конденсаторов, составляющих «проходник» С4, следует подойти особенно аккуратно.

В первую очередь, из имеющегося запаса однотипных «бумажников», причем желательно чтобы они были из одной партии, с помощью цифрового прибора необходимо отобрать два конденсатора с реально одинаковой емкостью. Последнее требование более важно, чем точное соответствие номинала, указанному на принципиальной схеме.

Поскольку емкость разделительного конденсатора менее критична, чем в корректирующих цепях, С4 может лежать в пределах 0,17—0,29 мкФ.

Необходимость использования одинаковых элементов в обоих каналах аппарата вызвано стремлением получить равные АЧХ и ФЧХ, к рассогласованию которых стереосистемы очень критичны. А при одноканальном звуковоспроизведении даже очень большие фазовые искажения практически не сказываются.



Совет.

Рекомендуется проверить тангенс угла диэлектрических потерь и ток утечки при номинальном рабочем напряжении. Они, разумеется, должны быть минимальными.

Нелишним будет измерить коэффициент собственных нелинейных искажений конденсаторов с помощью прибора и методики, предложенных в [Лукин Е. «Комплекс для измерения сверхнизких нелинейных искажений» — «Радиолюбитель» №2/2000 с. 40]. Полезно убедиться в том, что собственный механический резонанс конденсатора не попадает в область звуковых частот.



Внимание.

Детали, имеющие «механический» резонанс в звуковом диапазоне, для аудиоаппаратуры не пригодны.

Завершив подбор бумажных конденсаторов, аналогичным образом поступают и со слюдяными. После этого их можно установить в схему. Из пленочных конденсаторов наиболее пригодными для звукового тракта считаются фторопластовые типов ФТ-...; К72-..., чуть хуже полистирольные ПМ-...; ПО; К70-...; К71-...; полипропиленовые К78-....



Внимание.

Не следует использовать в аудиотракте полиэтилентерефталатные (лавсановые) конденсаторы типа К73-..., которые портят звук самым серьезным образом.

Выходной каскад выполнен на лампе VL2 типа 6П7С по схеме с автоматическим смещением на управляющей сетке. Цепь первой сетки содержит антипаразитный резистор R11 и сопротивление утечки R10. От стандартного варианта его отличает возможность работы выходной лампы VL2 в тетродном, ультралинейном и триодном включении.

Такая возможность позволяет выбрать наиболее приемлемый характер звучания аппарата при прослушивании музыкальных программ различных жанров и направлений. Так, например, для жесткой рок-музыки в исполнении таких групп, как AC\DC, наиболее подходит тетродное включение.

Этим жанрам некоторое ухудшение разрешающей способности и прозрачности не очень вредит, тем более что оно вполне компенсируется дополнительными «драйвом» и агрессивностью звучания.

Ультралинейный режим более пригоден для шансона, в т. ч. «русского», некоторых направлений регги и джаза, поп-музыки. Вообще же, данное включение является своего рода разумным компромиссом, позволяющим получить вполне приемлемые результаты как для не очень агрессивного рока, так и целого ряда произведений классики.

И, наконец, триодное включение в наибольшей степени раскрывает свои возможности при прослушивании классической и некоторых разновидностей т. н. «акустической» музыки. Впрочем, данные рассуждения и наблюдения не следует воспринимать как догму, ведь кому как не вам знать, что вам лучше.

Коммутация режимов осуществляется переключателями SA1.1 и SA1.2. Лучше всего выбрать двоянный галетный, причем двухплатный, по-другому, двухгалетный. Связано это с тем, что между галетами необходимо поместить электростатический экран.

**Внимание.**

Невыполнение этого требования может привести к возникновению самовозбуждения.

В стереофоническом варианте аппарата SA1 можно выполнить в виде пары отдельных для каждого канала двухплатных переключателей, либо воспользоваться одним четырехгалетным.

**Совет.**

Устанавливать SA1 необходимо как можно ближе к оконечному каскаду и подсоединять его к соответствующим цепям проводниками минимально возможной длины. Лучше всего, если это будут непосредственно выводы резисторов R12—R15.

Качеству контактных групп переключателя SA1 следует уделять самое пристальное внимание, поскольку они могут стать источником сильнейших искажений. Недопустимо использовать изделия с контактными группами, изготовленными из фосфористой бронзы или меди, латуни, посеребренных металлов:

- ♦ первый материал имеет высокое переходное сопротивление;
- ♦ остальные не подходят в связи с их низкой механической прочностью и склонностью к окислению, а в атмосфере крупных промышленных городов еще и образованию различных химических, в первую очередь, сернистых соединений, которые являются полупроводниками.

Для первых экспериментов можно взять компоненты, у которых контактные группы выполнены из бериллиевой бронзы или имеют покрытие из сплава серебра с 40% никеля. Все эти материалы:

- ♦ хорошо противостоят истиранию;
- ♦ обладают неплохими электрическими характеристиками;
- ♦ сравнительно дешевы.

Более дорогой вариант — применение переключателей с позолоченными контактами. К «элитным» изделиям принадлежат компоненты, имеющие контактные группы с покрытием из платино-иридиевого сплава либо родия (применяемый материал указывается в спецификации предприятия-изготовителя).

И, наконец, даже «самый лучший» материал окажется совершенно бесполезным, если конструкция изделия не обеспечивает надежного механического контакта, о чем тоже нельзя забывать. В принципе, SA1

можно собрать на основе реле с герметичными контактами, для чего придется организовать систему логического управления. Ее схемное решение для опытного радиолюбителя трудностей не представляет.

Кратко о цепях, связанных с SA1. Первая галета переключателя SA1.1 связана с цепью экранной сетки оконечной лампы VL2. С ее помощью выбирается желаемая схема построения выходного каскада:

- ♦ **неподвижные контакты**, закрепленные непосредственно на галете, подключены к соответствующим выводам первичной обмотки трансформатора Tr.1 и источнику анодного напряжения;
- ♦ **подвижный контакт**, установленный на вращающемся роторе переключателя, через резистор R15 связан со второй сеткой лампы VL2.

В тетродном включении R15 служит токоограничивающим элементом, который предотвращает опасность электрической перегрузки сетки лампы.

При работе в ультралинейном режиме с помощью R15 в некоторой степени уравниваются напряжения на экранной сетке и аноде VL2, а также создается местная ООС умеренной глубины, что повышает линейность каскада.

В триодном включении основная функция данного элемента — антипаразитная. Впрочем, эту роль резистор R15 выполняет и в первых двух случаях.

Вторая секция переключателя SA1.2 связана с цепью катода той же лампы. К неподвижным контактам подключены катодные резисторы автоматического смещения R12—R14.



Примечание.

В процессе наладки схемы их сопротивление подбирается таким образом, чтобы анодный ток покоя выходной лампы во всех трех включениях лежал в пределах 72—75 мА.

На принципиальной схеме указаны ориентировочные значения R12—R14. Более точно подбирать их лучше лишь после того, как новые оконечные лампы будут «прожарены» на холостом ходу в течение хотя бы 20—30 часов.

Подвижный контакт SA1.2 подключен к катоду оконечной лампы. В эту же точку подсоединен и положительный вывод электролитического конденсатора С5. Данный элемент схемы исключает возникновение местной ООС по переменному току за счет падения напряже-

ния на катодных резисторах. Первоначально емкость конденсатора С5 можно взять равной 1000 мкФ. Более точное ее значение зависит от целого ряда факторов и не в последнюю очередь от характеристик ваших акустических систем. Разумеется, что заранее учесть их влияние в комплексе — задача весьма сложная, поэтому приходится доводить «до ума» аппарат по результатам контрольных прослушиваний.

Общепринятой упрощенной формулой для расчета емкости конденсатора, шунтирующего катодный резистор автоматического смещения, считается следующая: $C_k > 1...2 \times 10^6 / (F_{\text{н}} \times R_k)$, где $F_{\text{н}}$ — низшая частота заданного рабочего диапазона в Гц; R_k — сопротивление резистора автоматического смещения в Ом.

Подставив $F_{\text{н}} = 10$ Гц и $R_k = 200$ Ом, получаем $C_k = 500—1000$ мкФ. После увеличения емкости С5 с 500 мкФ до 1000 мкФ бас становится более глубоким и объемным, что в принципе можно было предсказать и заранее.

Но вот наращивание ее до 2000 мкФ дает резко отрицательный эффект. В области нижнего баса появляются гул и характерное «бубнение», а мид-бас становится «зернистым». В придачу ко всему в среднечастотном регистре начинают прослушиваться крайне неприятные посторонние призвуки.

Требования к качеству данного элемента уже рассматривались при описании предварительного усилителя, но в данном случае имеется ряд нюансов. Здесь специфика связана с большой мощностью звукового сигнала, которую развивает оконечный каскад. Автором были опробованы малогабаритные, толщиной не более мизинца электролитические конденсаторы Nippon, Res и Rubycon емкостью 1000 мкФ с рабочим напряжением 63 В, которые звучали, во-первых, по-разному, что не удивительно, а, во-вторых, — как-то «плоско».

Замена их на К50-29 с теми же номиналами, но имеющими в несколько раз больший геометрический объем, привело к положительному результату. Сразу же появились столь желанные глубина, динамика, а сам бас стал более собранным, упругим и насыщенным. Объяснение данному эффекту такое. В оконечных каскадах к катодному конденсатору прикладывается звуковой сигнал значительной мощности. Поэтому начинают сказываться:

- и такая характеристика как максимально допустимое напряжение пульсации (ее необходимо учитывать и при построении каскадов предварительного усиления);
- и допустимая реактивная мощность, т. е. значительное влияние оказывают тепловые процессы компонента.

**Примечание.**

Все рассмотренные выше аспекты выбора комплектующих актуальны не только для данной конструкции.

Все каскады данного усилителя питаются от одного источника анодного напряжения. Междукаскадные развязки выполнены в виде RC-цепочек. Они включают в себя резисторы R7 и R16, а также электролитические конденсаторы C1, C3. По сравнению с цепями, в которых действует звуковой сигнал, требования к качеству фильтрующих элементов проще. Здесь вполне возможно использовать конденсаторы типов K50-20, K50-26, K50-27, K50-31, K50-32, K50-35. Подойдут компоненты и более ранних разработок K50-3, K50-6, K50-7, K50-12.

На первый взгляд, не имеет никакого значения, куда именно устанавливать в цепи питания более качественный компонент, ведь он вроде бы не взаимодействует напрямую со звуковым сигналом. Но это далеко не так.

Изучим влияние окончного каскада на предыдущие. Для более простого понимания происходящего будем считать, что междукаскадная развязка отсутствует. В процессе усиления сигнала полный анодный ток лампы делится на две составляющие: постоянную и переменную. Генератором последней служит сама лампа. Если бы источник анодного питания имел нулевое внутреннее сопротивление, то переменная составляющая анодного тока выходной лампы пошла бы через тот источник совершенно «прозрачно», никакого влияния на работу предыдущих ступеней не оказывая.

Однако на практике любой источник питания имеет определенное, пусть даже небольшое, внутреннее сопротивление. Поэтому часть переменной составляющей анодного тока окончной лампы ответвляется в анодные цепи предыдущих каскадов, собранных на триодах VL1.1 и VL1.2.

При этом данная часть тока проходит через гасящие резисторы R16 и R7 (они устанавливаются, поскольку напряжение питания предварительных каскадов обычно ниже, чем выходных), анодные нагрузочные сопротивления R8 и R5, разделительные элементы R6 и C4, а также резистор утечки R10.

Аналогичное влияние оказывает второй каскад усилителя на первый, к тому же ситуация здесь усугубляется наличием гасящего резистора R16. Из-за этого значительно увеличивается эквивалентное внутреннее сопротивление источника анодного питания.

**Примечание.**

Амплитуда тока в анодной цепи предварительного каскада во много раз меньше, чем окончного.

Таким образом, помеха по питанию, порождаемая последней ступенью, возвращается на предыдущие, усиливается там, возвращается обратно и т. д. Данное явление называется паразитной обратной связью. Для борьбы с ним в схему вводятся фильтрующие элементы, в рассматриваемой схеме это конденсаторы С1 и С3.

Теперь рассмотрим случай, когда С1 и С3, обладая хорошими формальными характеристиками, имеют неудовлетворительные «звуковые» свойства.

**Примечание.**

В такой ситуации они не только не способны эффективно выполнять свою функцию — замкнуть на общий провод помеху, но и (что гораздо хуже) могут сами генерировать дополнительную «грязь».

Распространяясь по шине питания, весь этот «мусор» проходит описанный выше путь, усиливается, и, примешиваясь к полезному сигналу, явно не способен украсить музыкальную программу. Весьма эффективным способом борьбы с данным эффектом является раздельное питание узлов аппарата — в идеальном случае для каждого каскада отдельный выпрямитель, широко применяемый в элитной аудиоаппаратуре. В более простых устройствах приходится идти на компромисс, питая все узлы схемы от одного источника.

Теперь сделаем выводы. Чем больше усиление имеет вся схема при разорванной петле ООС, тем более качественные элементы должны использоваться в цепи питания. Наиболее критичны к качеству комплектующих изделий первые каскады усиления, в меньшей — выходные. Поэтому для элементов развязки питания первого каскада УМЗЧ следует применять компоненты высокого, в идеальном случае «сигнального» качества.

Помимо этого в ряде случаев хороший эффект дает шунтирование электролитического конденсатора высокочастотным, подобно тому как это делают для «проходника».

**Примечание.**

Особое внимание нужно уделить деталям, входящим в межкаскадную развязку схемы в случае использования кенотронных блоков питания.

Последние имеют повышенное, по сравнению с полупроводниковыми, собственное сопротивление.

Распространенное и довольно эффективное средство снижения эквивалентного сопротивления выпрямителя — применение на выходе фильтра очень большой емкости, превышающей, по крайней мере, в несколько раз необходимую для получения заданного коэффициента пульсаций.

Здесь особенно хороши импульсные конденсаторы. От аналогичных изделий общего применения их отличает повышенная энергоемкость, малое последовательное сопротивление (ESR) и способность отдавать большие импульсные токи. Из конденсаторов отечественного производства в данном применении неплохо зарекомендовали себя К50-23; чуть хуже К50-17, К50-21, К50-13. Можно воспользоваться комплектующими более ранних разработок — К50-3Ф, К50И-3, К50И-1.

Таковы именно общие правила и рекомендации по выбору деталей, входящих в цепи питания усилителя, поскольку бывают частные случаи, когда выгоднее и целесообразнее более качественные компоненты поставить, допустим, во второй каскад. Поэтому не случайно уделено столько внимания освещению процессов, происходящих в цепях питания схемы. Остается добавить, что рассмотренные здесь вопросы актуальны и справедливы применительно не только к ламповой звукоусилительной технике, но и к полупроводниковой. В последнем случае ситуация осложняется из-за больших токов, действующих здесь, которые в десятки, сотни, а порой и в тысячи раз превосходят таковые в ламповой аппаратуре.

Принципиальная электрическая схема. Остальные элементы, входящие в цепь питания данной конструкции и показанные на принципиальной схеме (рис. 20.25), содержат выключатель SA2 и резисторы R17, R18. Остановимся на их назначении. С помощью SA2 разрывается цепь подачи анодного питания. Это необходимо в трех случаях:

- ♦ во-первых, в момент первоначального включения усилителя в сеть, когда катоды ламп еще не успели в достаточной степени прогреться. Подача полного анодного напряжения в этот момент чревата пробоем в лампе и/или разрушением катода;

- ♦ во-вторых, пользоваться выключателем SA2 приходится, и делать это нужно обязательно, в момент перехода с одной схемы оконечного каскада к иной. Снятие анодного питания резко снижает интенсивность переходных процессов, что гарантировано защитит АС от выхода из строя во время этой операции;
- ♦ в-третьих, данный элемент необходим для организации т. н. дежурного режима Standby.

Этот режим сводится к следующему. В первые секунды после подачи напряжения накала система подогреватель-катод испытывает значительные электрические и механические нагрузки. Первые обусловлены низким сопротивлением холодной нити накала, а вторые — тепловыми деформациями, возникающими во время разогрева катода.

Разумеется, включения-выключения накала отрицательно сказываются на долговечности лампы. Поэтому в перерывах прослушивания продолжительностью до нескольких часов усилитель лучше не выключать. С другой стороны, держать полностью подготовленным аппарат в течение 2—3 часов неприемлемо как по экономическим соображениям (неоправданно повышенный расход электроэнергии и опять же снижение ресурса ламп за счет износа катодов), так и по соображениям техники безопасности.

Поэтому при не очень длительных паузах в работе снимают только высокое анодное напряжение. Резисторы R17, R18 в режиме Standby образуют делитель анодного напряжения. Его функция связана с тем, что работа лампы при включенном накале, но без токоотбора считается более тяжелым режимом по сравнению с номинальным и может привести к т. н. «отравлению» катода.

Для устранения этой «напасти» достаточно подать на электроды лампы напряжение, составляющее 7—15% от номинального. К самим R17, R18 каких-либо особенных специфических требований не предъявляется.

Блок питания для первоначальных экспериментов может представлять собой простейший полупроводниковый выпрямитель с емкостным фильтром. Он должен обеспечивать выходной ток не менее 120 мА в монофоническом варианте аппарата при напряжении 290 В. В дальнейшем желательно собрать блок питания с 4-кратным запасом по мощности.

**Совет.**

Для сглаживания пульсаций лучше всего подойдет CLC-фильтр, причем выходную емкость полезно увеличить до 1000—1500 мкФ на каждый канал.

В случае построения выпрямителя на полупроводниковых приборах предпочтение следует отдать высокочастотным диодам с большой площадью кристалла. Сами вентили можно зашунтировать слюдяными конденсаторами емкостью несколько тысяч пикофарад. Еще лучше собрать кенотронный выпрямитель. По цепи накала один канал усилителя потребляет ток около 1,5 А, хотя запас до 1,8—2 А, конечно, не помешает.

Схемы цепей питания подогревателей ламп — стандартные, с применением обычных противофоновых мер. В идеальном случае это использование постоянного стабилизированного напряжения.

Выходной трансформатор выполнен на базе серийного «сетевика» типа ТПП-286У производства Николаевского (Украина) трансформаторного завода. Такие же типоразмеры, конструктивные элементы и габариты имеют изделия серий ТПП 283—ТПП 289.

Все эти трансформаторы собраны на основе магнитопровода ШЛМ 25×40. Его конструктивные характеристики: сечение центрального керна — 10 см², средняя длина магнитной силовой линии — 16 см, размеры окна 15×45 мм, толщина ст. ленты 0,35 мм. Во избежание насыщения сердечника под воздействием постоянного подмагничивания его собирают с зазором 0,25 мм.

**Совет.**

При сборке стереофонического варианта усилителя постарайтесь найти трансформаторы из одной партии или, по крайней мере, с одинаковой датой выпуска. Это во многом гарантирует идентичность электрических характеристик магнитопроводов.

Каркас катушки трансформаторов серийного трансформатора имеет ширину 39 мм и глубину 13 мм.

Перед началом намотки с помощью напильника необходимо придать ему правильную геометрическую форму, в первую очередь, вывести прямые углы окна каркаса. В противном случае, необходимое количество провода может и не вестись. После этого следует про-

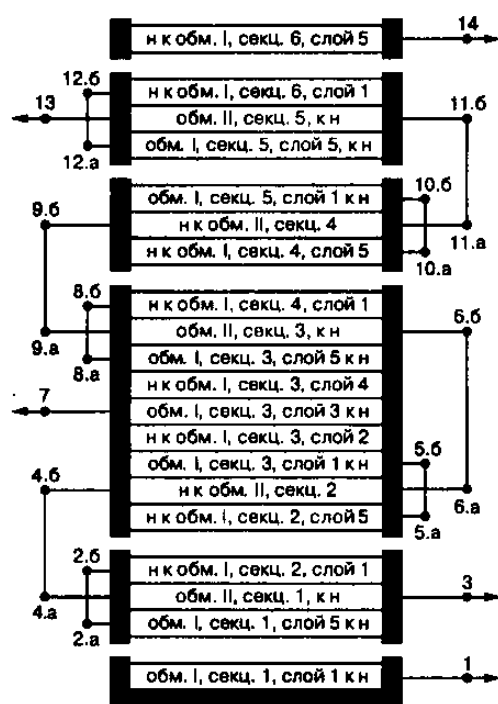


Рис. 20.26. Схема расположения обмоток и электрических соединений между их секциями

резать до наружной поверхности дна те щели в щечках каркаса, через которые проходят выводы 1, 2.а—2.б и 3. Остается удалить заусеницы и слегка закруглить кромки прорезей, предназначенных для выводов обмоток, во избежание обрыва провода.

Анодная обмотка содержит 3000 витков, разделенных на 6 равных секций по 500 витков. Каждая из секций обмотки I выполнена в 5 слоев по 100 витков. От 1300-го витка сделан отвод 7, который используется в ультралинейном режиме и обеспечивает коэффициент включения $\mu=0,43$. Вторичная обмотка состоит из пяти однослойных секций по 32 витка, общее количество витков — 160. Схема расположения обмоток и электрических соединений между их секциями показана на рис. 20.26.

Указанное соотношение числа витков обеспечивает оптимальное согласование выходной лампы с нагрузкой сопротивлением 8 Ом. Выбор такого варианта не случаен, т. к. большая часть акустических систем высокой чувствительности имеет именно такое сопротивление.



Примечание.

Для получения удовлетворительного звучания данный усилитель должен эксплуатироваться с АС чувствительностью не ниже 92 дБ/Вт/м.

Характерной особенностью конструкции катушки данного выходного трансформатора является его намотка двумя сложенными проводами. Выполнение обмоток сигнальных трансформаторов, особенно входных и междупламповых, жгутом из нескольких сложенных вместе проводов или литцендратом особой новинки не представляет и встречается сравнительно часто.

Гораздо реже подобная намотка применяется в мощных выходных трансформаторах. Таким приемом в некоторых своих моделях пользуются создатель торговых марок Audio Note и Kondo Хирояши Кондо и Сусуму Сакума — основатель «культовой» фирмы Tamura.

В рассматриваемой конструкции применение двух параллельных обмоточных проводов объясняется следующим образом:

- ♦ с одной стороны, проводник обладает свойством направленности, поэтому на качество звука влияет «полярность» его подключения;
- ♦ с другой стороны, катушка выходного трансформатора относится к числу весьма ответственных и трудоемких узлов ламповых усилителей.



Примечание.

Вместе с тем, сразу же угадать правильное направление включения провода, а тем более быть в этом абсолютно уверенным, практически невозможно. Серия же подобных экспериментов — занятие продолжительное, крайне трудоемкое и дорогостоящее.

Учитывая, что амплитуда переменного напряжения, действующего в анодной обмотке выходного трансформатора, соизмерима с величиной анодного питания, а наиболее критичны к направлению включения проводов именно малосигнальные цепи, в которых одновременно действует и постоянный ток, было решено воспользоваться предложением В. И. Горюнова. Эта идея была опубликована в [Горюнов В. Письмо 1, «А если в параллель?» «Радиолюбитель» №6/2000, с. 42].

Дополнительным аргументом, говорящим в пользу данной конструкции, можно считать и тот факт, что при использовании двух проводов удастся сэкономить 7—10% площади окна сердечника по сравнению со случаем, когда применяется один проводник сечением, равным суммарному, но большего диаметра. Для выполнения первичной обмотки выбран провод ПЭТВ-1 ШО,16 мм.

Технологически намотка катушки трансформатора производится следующим образом. Вначале с катушки с проводом на пустой барабан перематывается примерно половина, после чего можно приступать к работе. Использование такого метода, а не применение двух уже готовых бухт:

- ♦ во-первых, обеспечивает заведомое получение встречно-параллельного включения;

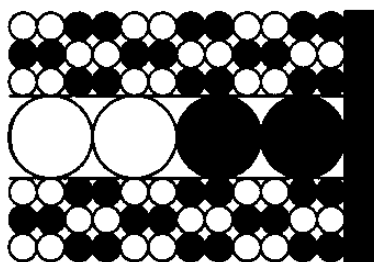


Рис. 20.27. Пример правильной намотки катушки

- ♦ во-вторых, это гарантирует однородность химического состава и кристаллической структуры материала обоих проводников.

В процессе работы необходимо внимательно следить за тем, чтобы провода ложились ровными параллельными рядами и ни в коем случае нигде не пересекались. Пример правильной намотки катушки показан на рис. 20.27.

На нем провода, которые относятся к одному витку, выделены белым/черным фоном. Между слоями анодной обмотки проложена изоляция в виде одного слоя бумаги толщиной 10—15 мкм от мощных т. н. «косинусных» конденсаторов. Активное сопротивление правильно выполненной первичной обмотки составляет около 220 Ом между выводами 1-14.



Примечание.

Масло, которым пропитана такая бумага, смущать не должно, т. к. оно является отличным диэлектриком и, к тому же, прекрасно растворяется в парафине и/или техническом воске, нисколько не мешая нормальному ходу «проварки» катушки.

Вторичная обмотка выполняется также двойным проводом марки ПЭВ-1 0,5 мм. Междубмоточная изоляция — комбинированная трехслойная. Нижний и верхний слой из провощенной кабельной бумаги толщиной 0,08 мм. Не случится большой беды, если эта бумага будет пропитана трансформаторным или конденсаторным минеральным маслом. Внутренний слой — фторопластовая лента толщиной 50 мкм. Последняя секция первичной обмотки изолируется двумя слоями фторопласта и одним электротехнического картона толщиной 0,3—0,4 мм. Схема расположения выводов секций обмоток на стандартном каркасе от ТПП показана на рис. 20.28.

Римской цифрой I указано первоначальное направление укладки проводов, а II — направление вращения каркаса катушки в процессе намотки. После намотки катушки и полной сборки всего трансформатора его следует целиком пропитать парафином либо техническим воском.

При использовании выходного трансформатора рекомендованной конструкции усилитель имеет следующие характеристики: макси-

мальная выходная мощность 4—6 Вт при коэффициенте нелинейных искажений 2,5—6% в зависимости от режима работы оконечного каскада. Частотный диапазон по уровню 1,5 дБ не уже 40 Гц — 22 кГц вне зависимости от схемы включения выходной лампы. Номинальная чувствительность аппарата составляет приблизительно 0,11 В при работе оконечного каскада в тетродном и ультралинейном режимах, в триодном снижается до 0,2—0,23 В. Все параметры приведены для случая, когда схема не охвачена петлей общей ООС.

Предварительная настройка правильно собранного из заведомо исправных деталей усилителя сложностей не вызывает. Он обычно сразу же начинает работать. Желательно проверить режимы ламп по постоянному току и при необходимости подкорректировать их. Целесообразно (при наличии осциллографа) убедиться в отсутствии самовозбуждения схемы.

После этого усилителю дают «прогреться» в течение 30—40 часов без подачи полезного сигнала на его вход. Данную операцию можно разбить на несколько этапов; здесь более важна суммарная наработка. В ходе этой процедуры происходит окончательное формирование компонентов, входящих в состав схемы, и пренебрегать ею не следует.



Совет.

«Свежеиспеченным» выходным трансформаторам (особенно четко данный эффект выражен у одноктактных аппаратов) необходимо дать наработать хотя бы 25—30 часов, только после этого они начинают «просыпаться».

Это явление объясняется просто: ориентация магнитных доменов материала сердечника трансформатора и упорядочение структуры проводников его катушки не может произойти мгновенно вследствие наличия «памяти» у металлов.

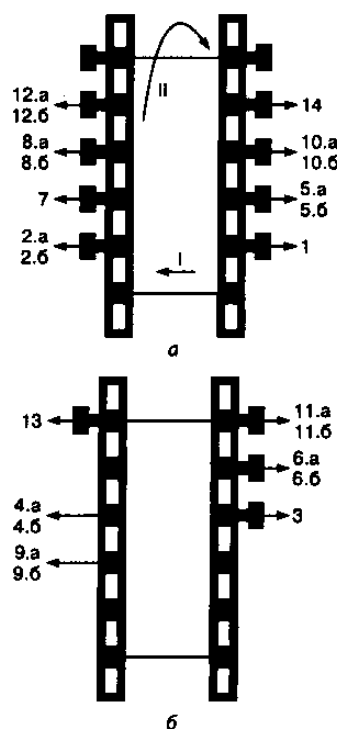


Рис. 20.28. Схемы расположения выводов секций обмоток на стандартном каркасе от ТПП: а — первичной; б — вторичной

После предварительного «прогрева» аппарата начинается самый интересный этап работы — доводка изделия до кондиции «наивысшего предела». Поэтому столь подробное описание требований, предъявляемых к деталям, изучение методики их подбора и т. д. не случайно.

На примере предложенного усилителя хорошо видно, что, несмотря на кажущуюся простоту схемы, при построении аудиотехники имеется немало «подводных камней». Желающие могут попробовать «поиграть» с режимами работы триодов предварительных каскадов. Сохраняя прежнюю величину напряжения анодного питания, изменением сопротивления резисторов в цепях катода и анода можно получить звучание всего аппарата от «махрово-лампового» до «плоско-транзисторного».

Рекомендации о том, каким должен быть «самый правильный/лучший» звук давать не буду, поскольку кто же кроме вас самих лучше знает собственные вкусы. На определенном этапе работы вы почувствуете, что начал «играть» каждый элемент и/или проводок, начнете понимать влияние применяемых материалов, увидите зависимость полученных результатов от общей компоновки устройства.

Резюмируя изложенное выше, можно сказать: простое повторение конструкций по описаниям, приведенным в различной литературе, обеспечивает получение звучания только некоторого «начального» уровня, который может быть менее или более высоким. Использование же полного потенциала, заложенного в ту или иную схему, зависит только от ваших способностей, вкуса и интуиции [30].

Ламповый двухтактный УМЗЧ на PL500/504

Ламповый УНЧ (рис. 20.29), разработанный Дьерем Плахтовичем, при входном сопротивлении 680 кОм имеет чувствительность 250 мВ и обеспечивает номинальную выходную мощность 15 Вт и максимальную 25 Вт.

Усилитель отличается довольно широкой для ламповых усилителей АЧХ — от 20 Гц до 20 кГц (по уровню -3 дБ). Это стало возможным благодаря специальному секционированию обмоток выходного трансформатора Tr1 (рис. 20.30), который выполнен на листовом сердечнике SM85b сечением 8,5 см².

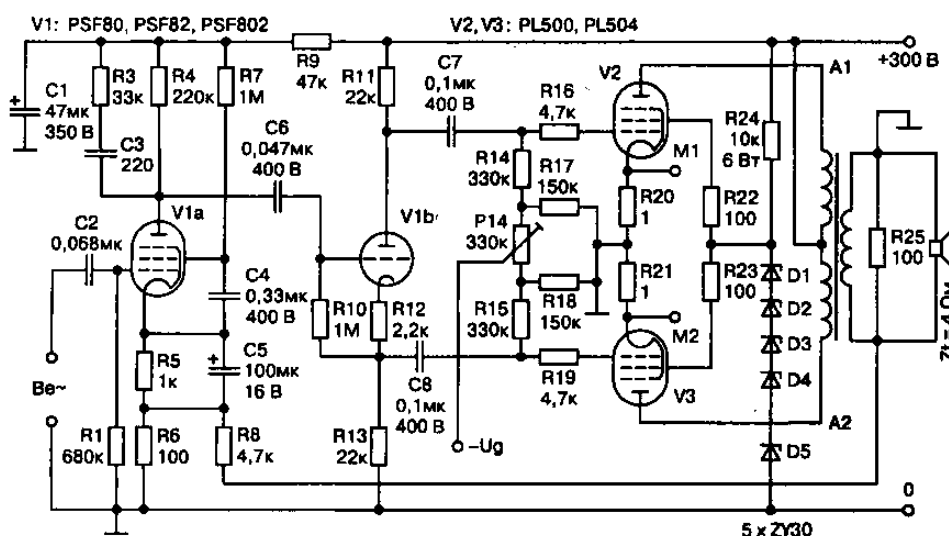


Рис. 20.29. Схема лампового двухтактного УМЗЧ на PL500/504

Каждая из секций первичной обмотки $n_5 \dots n_{10}$ содержит по 350 витков провода ШО,25 мм, а вторичной $n_1 \dots n_4$ — по 33 витка Ш1 мм. На рис. 20.30 показано два варианта соединения секций вторичной обмотки для 4 и 16-омной нагрузки. Для нагрузки 16 Ом сопротивление R8 необходимо увеличить до 9,1 кОм.

Выходные лампы V2, V3 (отечественные аналоги 6П36С, а также в 1,5 раза более мощные 6П41С) работают в пентодном режиме — напряжение 150 В на экранные сетки подается с 5 соединенных последовательно 30-вольтовых стабилитронов D1—D5.

Фиксированное смещение $-U_g = -25 \dots -30$ В на управляющие сетки подбирают при налаживании таким образом, чтобы начальные токи катода обеих ламп были равны 30 мА. Для измерения этого тока предназначены резисторы R20, R21, а выравнивают токи обеих ламп триммером P1. Входной усилитель напряжения и фазоинверсный каскад выполнены на пентод-триоде V1 (аналог 6Ф1П).

На рис. 20.31 показана зависимость коэффициента гармоник от выходной мощности (на частоте 1 кГц) с замкнутой и разомкнутой цепью общей ООС R8R5R6 глубиной 13 дБ [11].

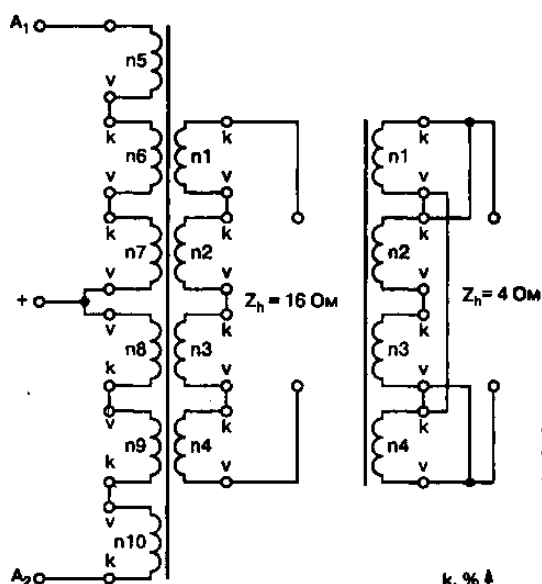
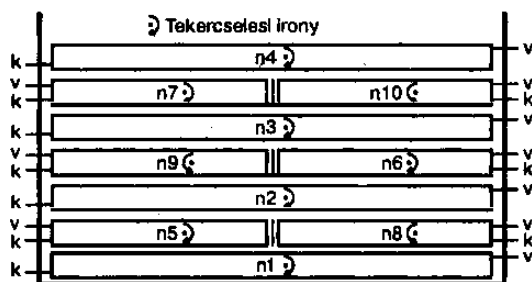
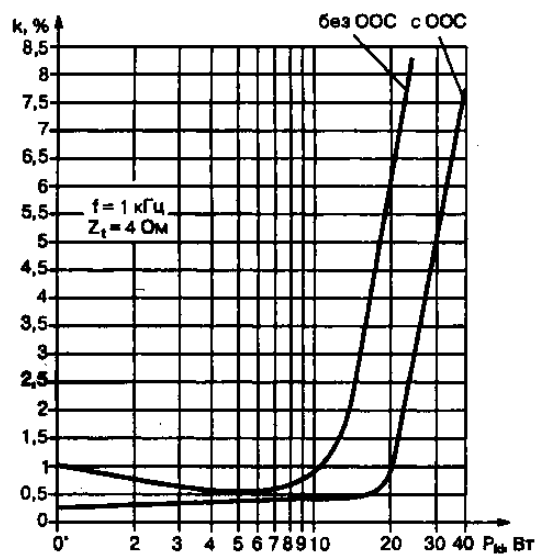


Рис. 20.30. Специальное секционирование обмоток выходного трансформатора Tr1

Рис. 20.31. Зависимость коэффициента гармоник от выходной мощности



Цирклотрон Монни Найсела с катодином Вильямсона

Выходная ступень, названная **цирклотроном**, изобретена и запатентована в 1954 году А. М. Виггинсом на фирме Electro-Voice.

В его упрощенной схеме (рис. 20.32) две лампы соединены последовательно с двумя источниками анодного напряжения U_1 , U_2 и образуют замкнутую электрическую цепь в виде замкнутого круга. А нагрузка $LOAD$ включена между катодами ламп.

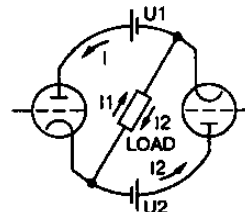


Рис. 20.32.
Упрощенная схема
цирклотрона

При равенстве токов ламп $I_1 = I_2$ в нагрузке они компенсируются. Поэтому единственно протекающим в схеме током оказывается $I = I_1 = I_2$. Причем протекает (циркулирует) он по кругу (*circle*), откуда и название схемы. Собственно схема УМЗЧ, предложенного М. Найселом, показана на рис. 20.33.

В ней он постарался:

- максимально упростить главную проблему цирклотрона — необходимость двух независимых источников анодного напряжения;
- максимально использовать главное преимущество — нетребовательность к выходному трансформатору.

Оказалось, что усилитель работает и отлично звучит даже при использовании в качестве TR3 небольшого (автор применил 80-ваттный Plitron 037013 201 — www.plitron.com) сетевого трансформатора с обмотками, сконфигурированными под требуемый коэффициент трансформации примерно 7,5:1 (например, обмотки 2×115 В — первичная/ 2×15 В — вторичная).

Входная ступень V1A, фазоинвертор («катодин») V1B и двухтактный драйвер V2 выполнены на двойных триодах 6SN7.



Примечание.

«Катодин» — такое название дал этой схеме предложивший ее еще один известный конструктор Вильямсон. В ней, по крайней мере, на один разделительный конденсатор меньше, чем в других популярных схемах-аналогах.

Налаживание сводится к установке начальных катодных токов выходных ламп на уровне 110—115 мА триммерами P2 и P3. Сначала резистором P2 устанавливают постоянное напряжение на резисторе

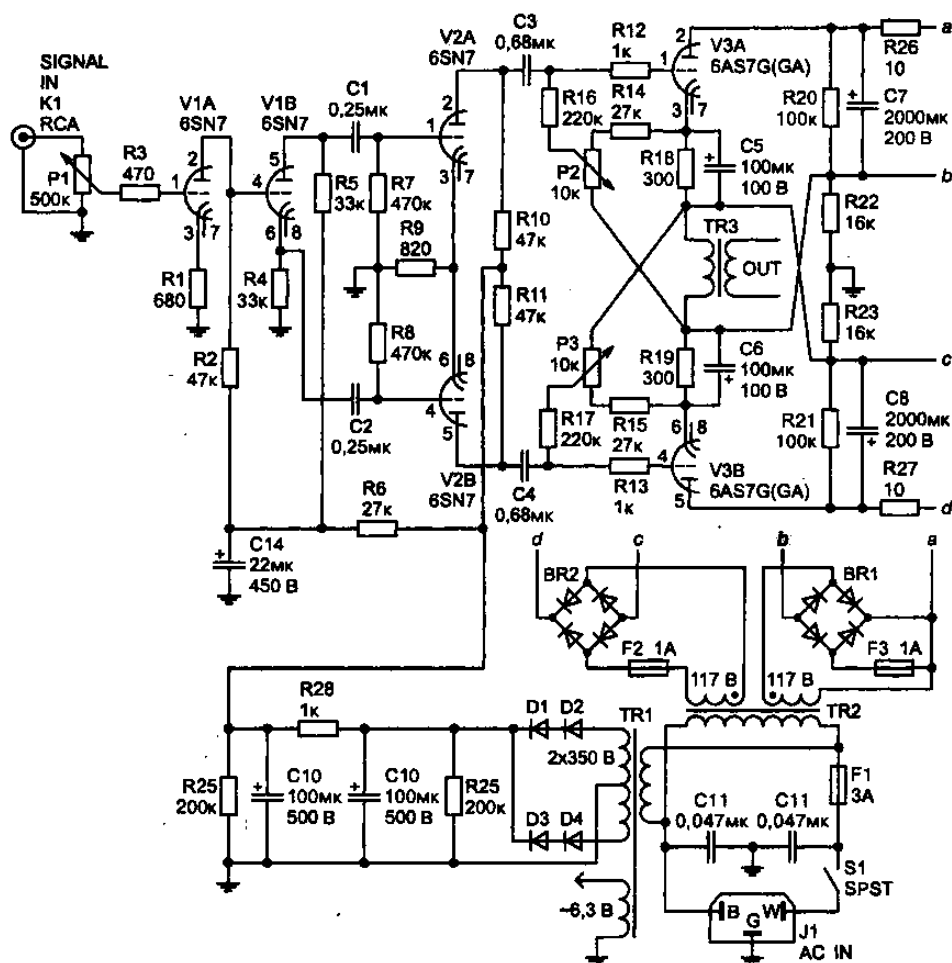


Рис. 20.33. Схема УМЗЧ, предложенного М. Найслом

R18 равным 34 В. Затем такое же напряжение устанавливают РЗ на резисторе R19 (измерение напряжений и вращение триммеров следует выполнять изолированными от земли инструментами).

В УМЗЧ отсутствует ООС, выходная мощность 9 Вт ($R_n=8$ Ом), полоса рабочих частот 40—20000 Гц по уровню -3 дБ [40].

Ламповый УМЗЧ Йозефа Норвуда Стилла

Йозеф Норвуд Стилл рекомендует лампы выходного каскада своего лампового УМЗЧ:

- для воспроизведения вокальных и джазовых фонограмм переводить в триодный режим;
- для классической музыки и больших оркестров — в ультралинейный.

На рис. 20.34 изображен ультралинейный вариант. Триодное включение достигается соединением вторых сеток V4—V7 не к специальным выводам выходного трансформатора, а через 270-омные 2-ваттные резисторы прямо к анодам соответствующих («своих») ламп.

Разумеется, при этом резисторы R35—R38 из схемы исключают. Кроме квартета отобранных выходных пентодов схема содержит фазоинвертер на двойном триоде V3A, V3B, драйвер V2A, V2B и входной усилитель V1A, V1B по схеме с активной нагрузкой (SRPP).

Такое построение обеспечивает минимальные фазовые задержки и позволяет безболезненно применить неглубокую (11 дБ в пентодном и 18 дБ в триодном включении) общую ООС с вторичной обмотки выходного трансформатора T1 через C5R39 в катод V2A.

Усилитель настолько стабилен, что при прямоугольном входном сигнале в выходном отсутствуют «выбросы» не только при обычной нагрузке, но даже при включении параллельно вторичной обмотке выходного трансформатора конденсатора емкостью 0,1 мкФ. Схема фиксированного смещения сеток выходных ламп BIAS NETWORK изображена в составе блока питания на рис. 20.35.

Максимальная выходная мощность в триодном включении составляет 60 Вт ($K_r=0,21\%$ @ 1 кГц), в ультралинейном — 100 Вт ($K_r=0,46\%$ @ 1 кГц). Полоса частот, соответственно, составляет 20 Гц... 20 кГц и 30 Гц... 20 кГц. Чувствительность — 0,34 В. При выходной мощности 10 Вт полоса частот в любом включении составляет 20 Гц... 40 кГц, а коэффициент гармоник не превышает 0,08% (1 кГц).

Выходной трансформатор T1 — Hammond 120 Вт, 1900 Ом/4-8-16 Ом типа P-T1650T. В блоке питания применены трансформаторы T1 — 200 В/870 мА Hammond P-T167H200; T2 — 6,3 В/10 А Hammond P-T166S6; T3 — 12,6 В/450 мА Hammond 273-1365 (включен «задом-наперед» как повышающий).

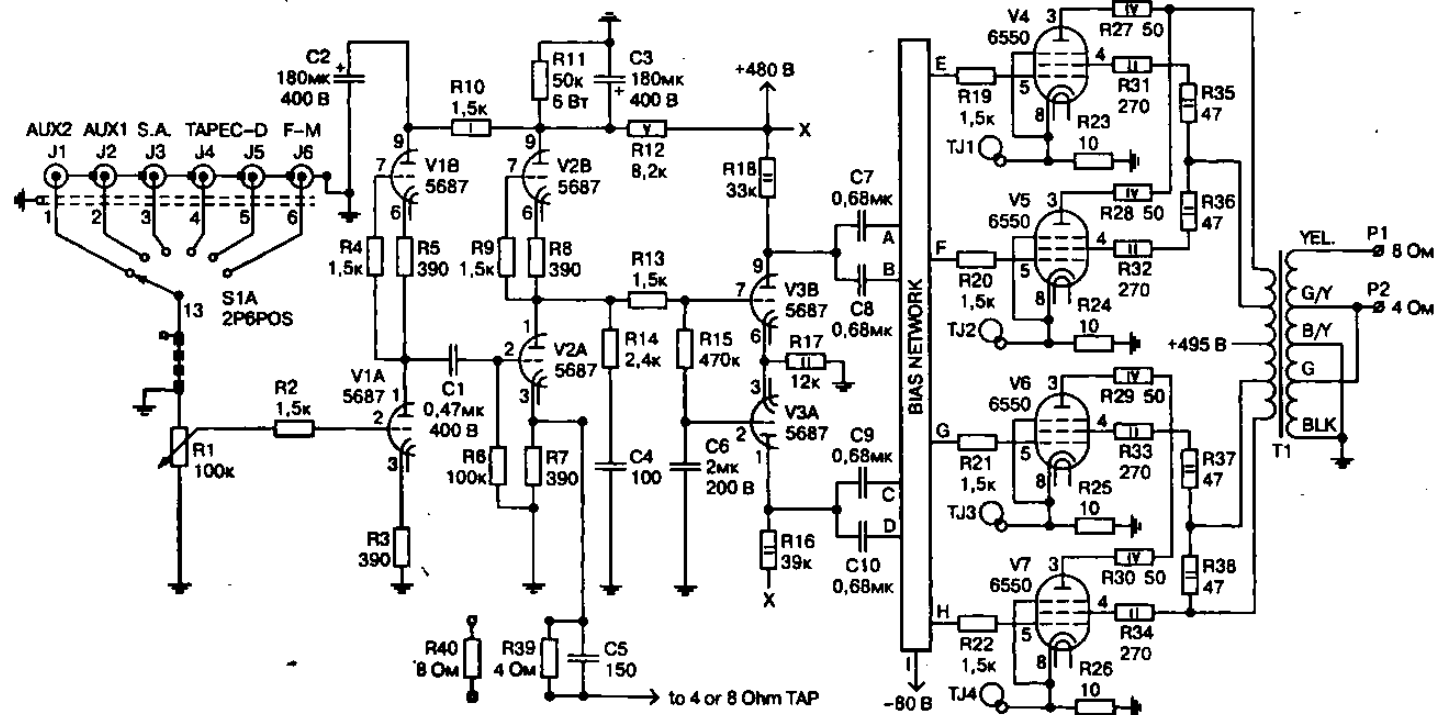


Рис. 20.34. Схема лампового УМЗЧ Йозефа Норвуда Стилла

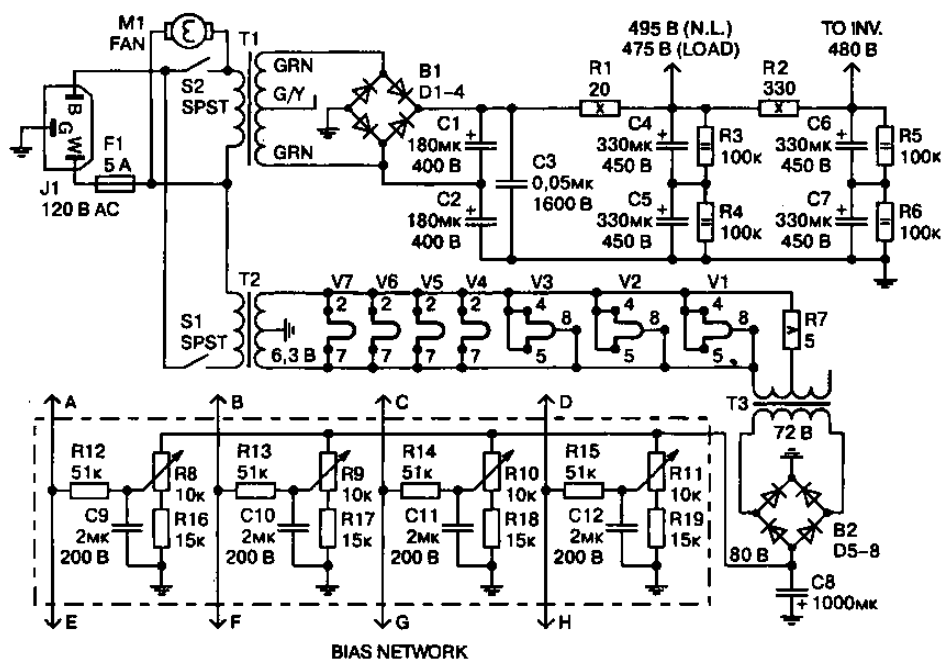


Рис. 20.35. Схема фиксированного смещения сеток выходных ламп BIAS NETWORK, изображенная в составе блока питания

Налаживание сводится к установке резисторами R8—R11 блока питания начальных токов катодов каждой выходной лампы 70 мА, т. е. постоянного напряжения на каждом резисторе R23—R26 700 мВ [12].

Ламповый УМЗЧ с выходным каскадом на пентодах по малоизвестной схеме «с единичной связью» Эндре Пирета

Схемотехника 10-ваттного лампового УМЗЧ (рис. 20.36) Эндре Пирета довольно существенно отличается от типовой. Здесь выходной каскад на пентодах V4, V5 построен по малоизвестной схеме «с единичной связью», являющейся комбинацией катодного повторителя с обычным пентодным усилителем.

Амплитуды напряжений на катодах, анодах и вторых сетках этих ламп одинаковы, причем фазы анодных напряжений обратны катодным и второй сетки. Даже без общей ОС такой каскад обеспечивает коэффициент гармоник не более 0,3% и по характеристикам близок к Цирклотрону.

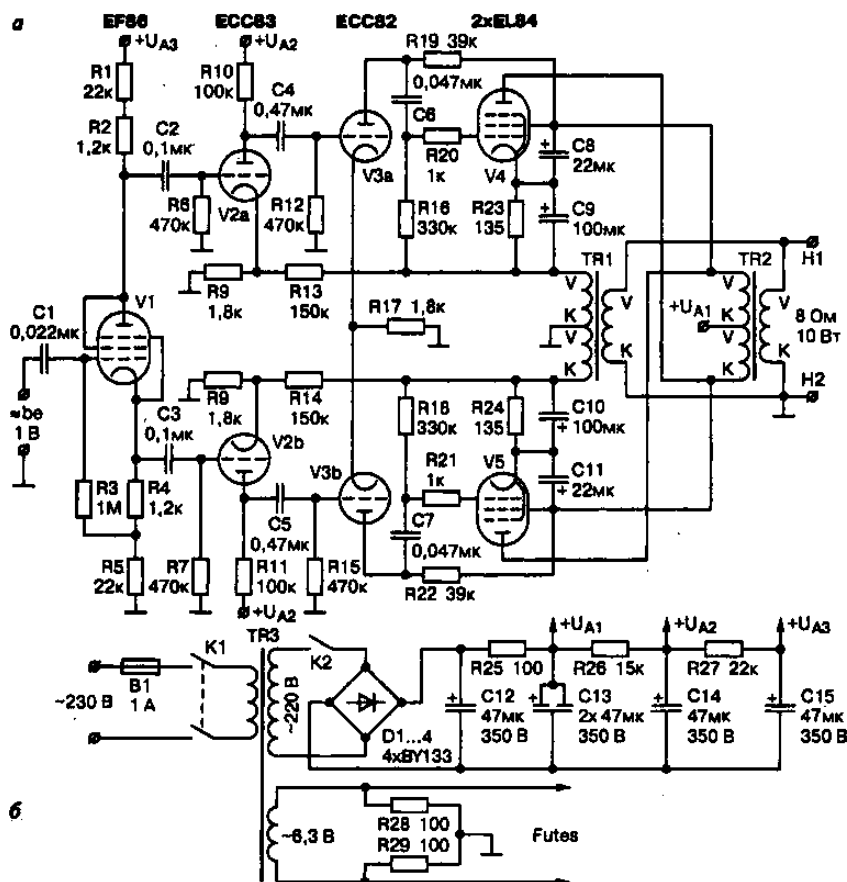


Рис. 20.36. УМЗЧ Эндре Пиретта с выходным каскадом на пентодах:
а — схема усилителя; б — схема блока питания

Но их отличие состоит в том, что в Цирклотроне требуется два изолированных источника питания при одном конструктивно простом выходном трансформаторе, а здесь — наоборот, один источник питания и два выходных трансформатора Tr1, Tr2. В качестве последних можно использовать 40—50-ваттные сетевые трансформаторы такой же простой, как и для Цирклотрона, конструкции, но хорошо согласованные по характеристикам. Отношение $2R_i/R_a$ для этой схемы точно такое же, как и у Цирклотрона — равно 0,13.

При самостоятельном изготовлении целесообразно конструктивно Tr1, Tr2 объединить в одном трансформаторе с одной вторичной обмоткой и двумя тщательно согласованными, но хорошо изолированными высоковольтными с отводами от середины.

Элементы R23C9, R24C10 образуют цепочки автоматического смещения, а через R13, R14 заведена ООС в катоды ламп V2a, V2b первого каскада драйвера. Фазоинвертор выполнен на пентоде V1 в триодном включении по схеме с разделенной нагрузкой [36].

Ламповый УМЗЧ небольшой мощности Евгения Комиссарова

Приведенная схема довольно формальна и оставляет большую свободу для творчества, пробуйте сами! Чтобы заставить усилитель хорошо звучать, надо, прежде всего, позаботиться о максимально возможном качестве применяемых компонентов, тем более что в этой схеме их совсем немного.

Объективные достоинства такого схемного решения:

- ♦ выходная лампа работает с фиксированным смещением;
- ♦ сетка выходной лампы раскачивается катодным повторителем и находится в петле местной ОС.

Это позволяет получить необычно высокую для 2A3 мощность и обеспечить достаточно плавный и мягкий переход в режим сеточного тока и далее в ограничение.

Недостатком является то, что истинная «земля» принимается за виртуальную. Решается с помощью входного трансформатора.

О лампах. Что же можно применить? Выбор довольно большой. На выход: 2A3, 6B4G, AD1, 6C4C, 2C4C. Кроме того, есть подходящие лампы с косвенным накалом, в том числе и пентоды в триодном включении.

Да, тут надо сказать о катодных цепях прямонакальных ламп. Рекомендуется питать накал выпрямленным и отфильтрованным напряжением, выпрямитель должен быть собран на «быстрых» диодах, зашунтированных слюдяными конденсаторами по 1000 пФ. Шоттки шунтировать не надо.

Входная лампа — 6Н23П, 6Н1П, 6922, E88CC, E188CC.

Кенотроны — 5Ц3С и 6Ц4П (6Ц5С).

О пассивных элементах. Основополагающее влияние на звук окажут конденсаторы питания. Если есть возможность, поставьте ВГ WKZ, нет — попробуйте бумагу в масле (если МБГ..., — не забудьте вынуть из стального корпуса).

Номиналы: на входном каскаде достаточно 68—100 мкФ, а вот на выходном меньше 150 мкФ не рекомендуется.

Катодный конденсатор должен быть того же типа, что и конденсатор в питании.

Не экономьте, приобретите хорошие трансы, они не пропадут, а вы не пожалеете.

Для самостоятельного изготовления выходного трансформатора годятся магнитопроводы от Ш25×40 до ШЛ25×50 с большим окном, т. е. 25×62,5. Можно и немного побольше, меньше — нет, и никаких ТВЗ!!! Можно из болгарских стоек 100 ваттных — там можно подобрать неплохое железо.

Короче говоря, нужен размер, как у 160—200 ваттного силовика. Для подобных трансов первичная обмотка должна содержать около 3000 витков ± 200 . Если сердечник побольше, витков поменьше, и наоборот.



Примечание.

Самый большой секрет, это то, что практически все одноконтурные трансформаторы имеют 2600—3400 витков.

Вторичная обмотка — под нагрузку. Вот один из вариантов: 3к5/4-8 на ШЛ25×40. Первичка: (все последовательно) 305+610+1220+610+305/0,335, вторичка 75+150+150+75/0,71; коммутация на 4 Ом 150//150//(75+75), на 8 Ом (150+75)//(150+75).

Если нужно, вторичную можно пересчитать под другую нагрузку простым масштабированием витков и провода. Межобмоточная изоляция — два слоя кабельной бумаги 0,08 мм, межслойная изоляция — 1 слой конденсаторной 0,02 мм. Толщина немагнитной прокладки подбирается экспериментально по максимуму индуктивности под током подмагничивания. Ориентировочно она составляет 0,15 мм. Индуктивность должна получиться порядка 17—20 Гн [34].

Восьмиваттный SE Дона Кэнга

Восьмиваттный SE Дон Кэнг разрабатывал, основываясь на следующих принципах:

- ♦ применение прямонакальных триодов;
- ♦ одноконтурная (SE) выходная ступень;
- ♦ отсутствие конденсаторов в сигнальных сеточных цепях;
- ♦ отсутствие общей ООС;
- ♦ только один каскад усиления напряжения.

Сначала Дон хотел применить в выходной ступени популярную у аудиофилов WE300B, но цены на последнюю показались ему настолько неадекватными, что он остановился на хотя и менее мощном, но зато

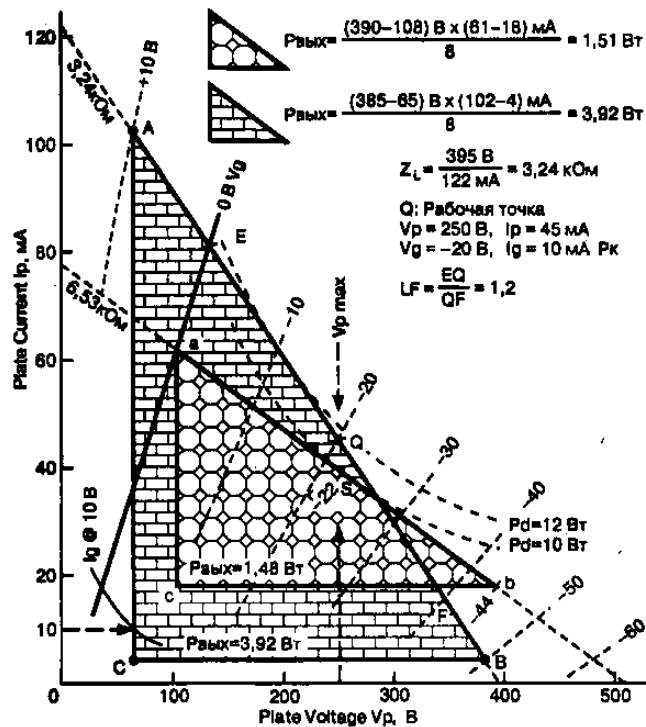


Рис. 20.38. Динамическая характеристика в режиме класса А

доступном по цене (\$1) не очень известном пентоде 2Е24 (аналог 6146) в триодном включении.

Исследовав характеристики 2Е24 с мощностью анода $P_d = 10 \text{ Вт}$ и анодным напряжением $V_p = 250 \text{ В}$, он, однако, остался недоволен слишком малой мощностью, достигаемой в режиме класса А1 (без токов управляющей сетки, т. е. при неположительном ее мгновенном напряжении) — всего 1,5 Вт.

Для пояснения на рис. 20.38 показана динамическая характеристика, на которой точка S как раз соответствует $P_d = 10 \text{ Вт}$, $V_p = 250 \text{ В}$, $I_p = 40 \text{ мА}$, а площадь заштрихованного треугольника abc соответствует отдаваемой мощности 1,5 Вт при изменении мгновенного напряжения на управляющей сетке от 0 до -44 В (рабочая точка -22 В с амплитудой $\pm 22 \text{ В}$).

Очень аккуратно исследовав возможности использования с 2Е24 режима класса А2 с токами управляющей сетки (т. е. часть периода потенциал управляющей сетки положителен относительно катода), Дон убедился, что такой режим реально возможен и обеспечит повышение мощности более чем вдвое.

**Примечание.**

Аккуратность в данном случае подразумевает ограничение положительного напряжения на управляющей сетке таким значением, при котором сетка «не выгорает» от начинающего протекать по ней тока. Причем в момент максимума напряжения на сетке требуется ограничение минимального напряжения на аноде.

Экспериментально: при напряжении на сетке $V_g = +10$ В ее максимальный ток $I_g = 10$ мА не будет превышен, если анодное напряжение не будет ниже $V_p = 65$ В. Такой режим с кратковременной мощностью рассеивания на аноде + сетке 12 Вт оказался вполне допустимым.

На динамической характеристике залитый точками треугольник ABC соответствует такому усовершенствованному режиму класса A2:

- анодное напряжение $V_p = 250$ В, ток $I_p = 45$ мА;
- смещение на сетке $V_g = -20$ В;
- амплитуда напряжения раскачки на управляющей сетке ± 30 В (т. е. мгновенные значения от +10 до -50 В);
- сопротивление нагрузки 3,24 кОм;
- выходная мощность 3,92 Вт.

Для достижения желаемой выходной мощности 8 Вт автор применил параллельное включение двух ламп, при этом сопротивление нагрузки уменьшилось вдвое — до 1,62 кОм.

Из рис. 20.38 также следует, что коэффициент усиления положительной полуволны ($V_g = -20 \dots +10$ В) обеспечивает приращение тока анода на 20% больше, чем отрицательной ($V_g = -20 \dots -50$ В). Это в принципе дает довольно значительную нелинейность по четным гармоникам.

Однако в данном усилителе входной каскад на триоде V1A (рис. 20.39) спроектирован так, что дает такую же нелинейность, только с обратным знаком. Поэтому он обеспечивает почти полную компенсацию общей нелинейности без применения обратной связи.

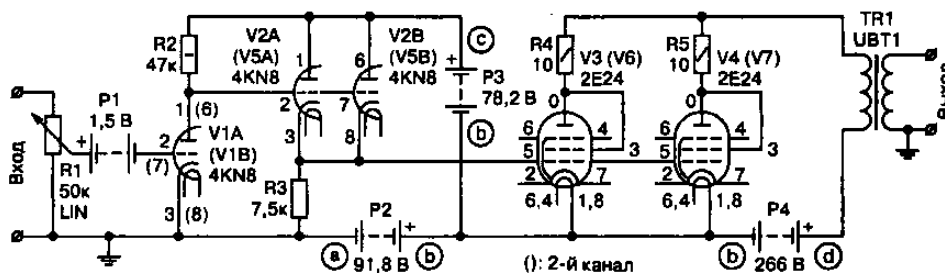


Рис. 20.39. Схема однотактного УМЗЧ на прямонакальных триодах

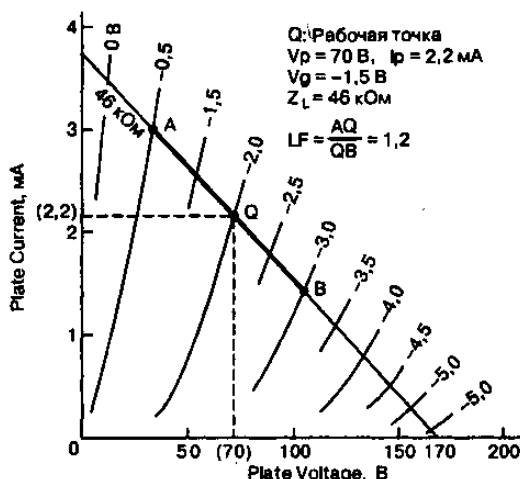


Рис. 20.40. Динамическая характеристика в оптимальном режиме

Экспериментально оптимальный для этого режим показан на динамической характеристике рис. 20.40 с анодной рабочей точкой $V_p = 70$ В, $I_p = 2,2$ мА при сопротивлении нагрузки $Z_L = 46$ кОм и сеточном смещении $V_g = -1,5$ В.

Кстати, еще о входном каскаде. При входном напряжении 0,75 В он должен обеспечить коэффициент усиления 28, что в принципе достижимо с многими мало-мощными триодами.

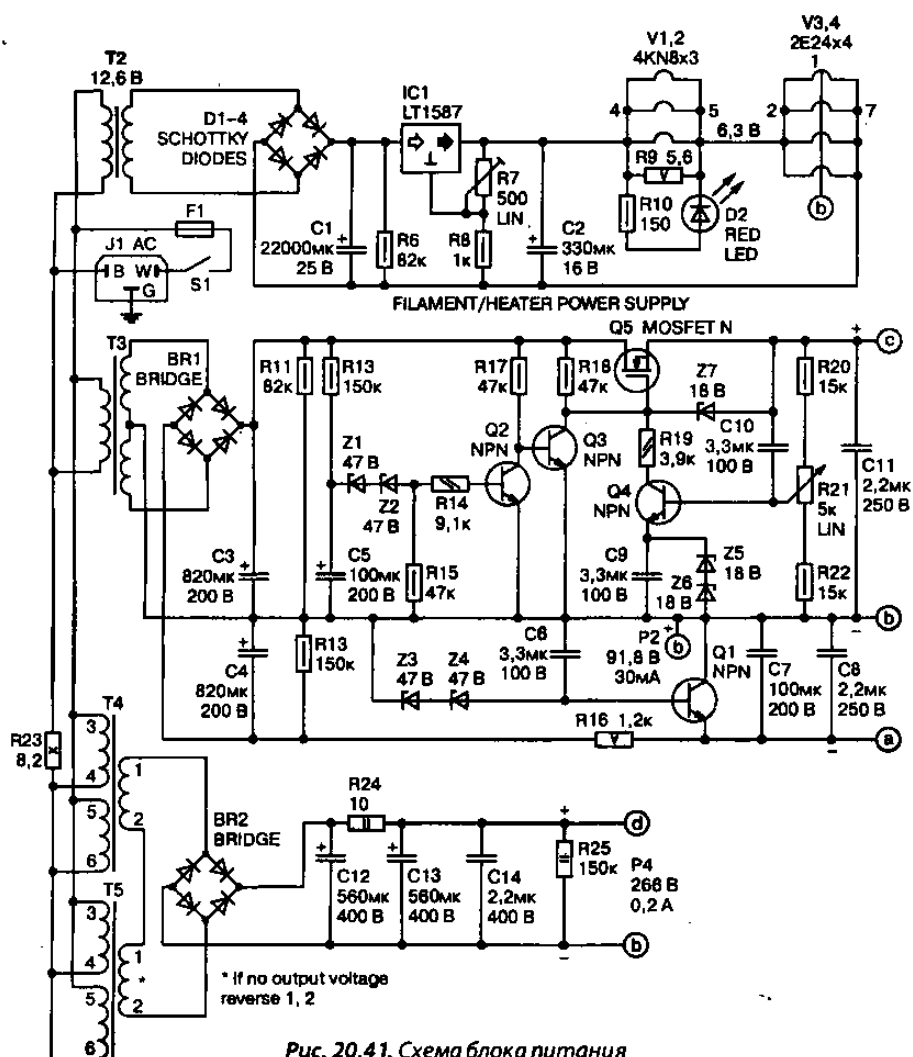
Но проблема в том, что две выходные лампы в режиме А2 требуют пикового тока на управляющих сетках до 20 мА (а токи анода большинства маломощных триодов почти на порядок ниже). Причем желательно от источника с малым выходным сопротивлением.

С этой целью в схему введен катодный повторитель на спаренных V2A, V2B, который обеспечивает с некоторым запасом ток 20 мА при приемлемом выходном сопротивлении 32 Ом. Схема блока питания показана на рис. 20.41.

Напряжения питания P2, P3 двух первых каскадов и накала стабилизированные, а в качестве источника смещения P1 входной лампы V1A применена батарейка Alkaline типоразмера AAA. Ввиду мизерности потребляемого сеткой тока батарейки хватает без выключения на несколько лет непрерывной работы.

Цепочка C5R13 обеспечивает задержку подачи анодного напряжения на выходные лампы примерно на 50 с. Накальный трансформатор T2 имеет вторичную обмотку 12,6 В/3 А, остальные — 50 ваттные 115/230 В. Причем для достижения требуемого напряжения P4 в первичную обмотку T4, T5 введен резистор R23.

Выходной трансформатор TR1 (рис. 20.39) — One Electron UBT-1. На рис. 20.42 изображена зависимость коэффициента гармоник от выходной мощности. АЧХ усилителя по уровню -2 дБ линейна от 20 Гц до 50 кГц [2].



Тридцативаттный ламповый УМЗЧ Джона Стюарта

Идея схемотехники Краухарста в упрощенном виде показана на рис. 20.43. А Джон Стюарт, основываясь на схемных решениях, предложенных Норманом Краухарстом в конце 50-х годов прошлого столетия, разработал 30-ваттный ламповый УМЗЧ, схема которого показана на рис. 20.44.

Необычным является разделение нагрузки выходного двухтактного каскада на V1, V2 поровну между катодными и анодными цепями

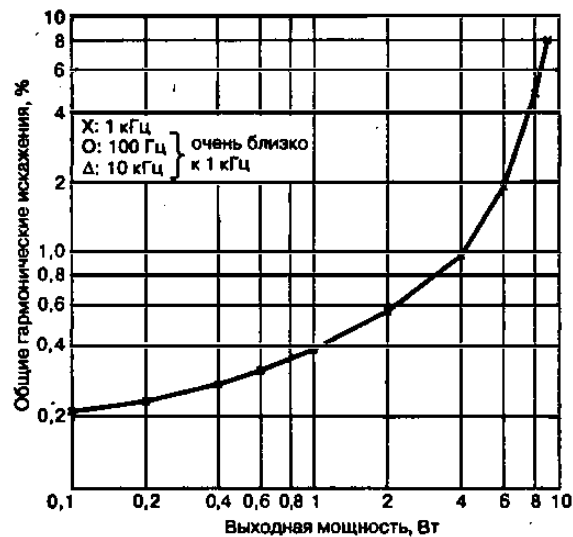


Рис. 20.42. Зависимость коэффициента гармоник от выходной мощности

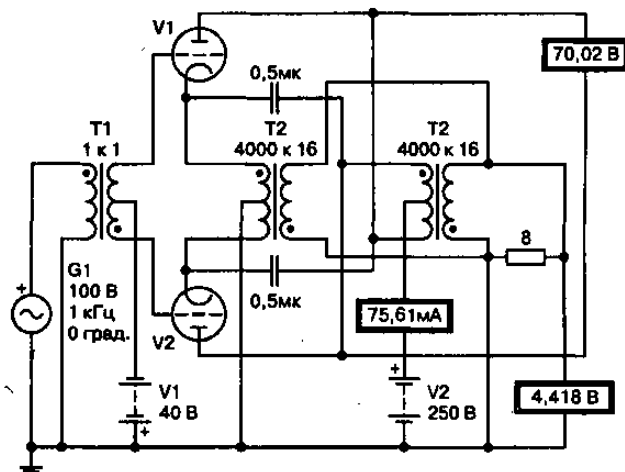


Рис. 20.43. Идея схемотехники Краухарста в упрощенном виде

посредством двух одинаковых и хорошо согласованных трансформаторов T2, T3.

Первичные обмотки этих трансформаторов включены, соответственно, в катодные и анодные цепи ламп, а вторичные — запараллелены синфазно. На упрощенной схеме V1, V2 изображены триодами. Но на самом деле — это пентоды или лучевые тетроды, вторые сетки которых питаются постоянным относительно общего провода напряжением.

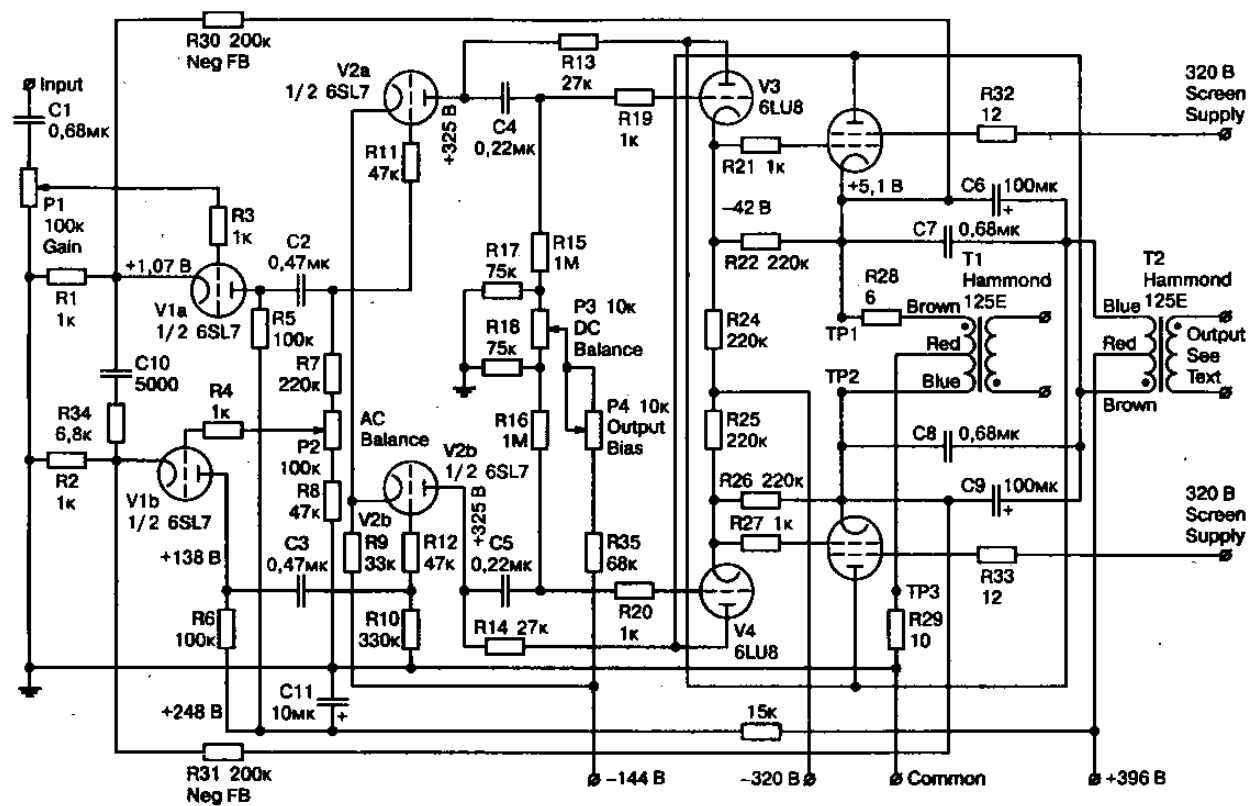


Рис. 20.44. Схема 30-ваттного лампового УМЗЧ Нормана Краухарста

Нетрудно убедиться, что при этом относительно катодов на вторые сетки оказывается приложенной половина переменного напряжения катод-анод. Т. е. обеспечивается т. н. «ультралинейный» режим с коэффициентом напряжения второй сетки $\mu_2=50\%$. Этот режим, по сути, является местной чисто внутривламповой и потому безболезненной (в смысле только линеаризующей, т. е. без побочных эффектов) ООС.

Он обеспечен без специальных отводов первичной обмотки выходного трансформатора и с большим коэффициентом напряжения, чем классические $\mu_2=20\text{—}43\%$. Режим ламп оказывается чуть ближе к триодному, чем к классическому «ультралинейному». А это благоприятно сказывается на коэффициенте демпфирования нагрузки (меньше выходное сопротивление без применения ООС).



Примечание.

Назначение полумикрофарадных конденсаторов в этой схеме — устранение асимметрии на высших звуковых частотах, вызываемой паразитными индуктивностью рассеивания и распределенной емкостью обмоток T2, T3.

В полной схеме (рис. 20.44) резистор $R_{28}=6\text{ Ом}$ введен для компенсации разности сопротивлений половинок первичной обмотки трансформатора T1 Hammond 125E и тем самым предотвращения асимметрии режимов ламп V3, V4.

В качестве последних использованы триод-лучевые тетроды 6LU8:

- тетродные части ($S=9,3\text{ мА/В}$, $U_{a\text{ макс}}=400\text{ В}$, $P_{a\text{ макс}}=14\text{ Вт}$) работают в выходном каскаде;
- триодные части ($S=3,6\text{ мА/В}$, $U_{a\text{ макс}}=400\text{ В}$, $P_{a\text{ макс}}=2,5\text{ Вт}$) — в питающих тетроды катодных повторителях.

Вторичные обмотки двух одинаковых выходных трансформаторов T1, T2 Hammond 125E соединяются в соответствии с рис. 20.45 в зависимости от сопротивления нагрузки — верхний вариант для 4 Ом, нижний — для 8 Ом.

Входной каскад-фазоинвертор построен на двойном триоде V1a/b. В катоды этих ламп через R30, R31 непосредственно с катодов выходных тетродов подаются напряжения неглубокой ООС.



Примечание.

А не с анодов, благодаря чему исключаются дополнительные разделительные конденсаторы.

Глубина этой ООС на ВЧ ослабляется цепочкой С10R34, компенсирующей завал АЧХ на высших звуковых частотах, обусловленный неидеальностью выходных трансформаторов.

Эта общая ООС не охватывает трансформаторы и поэтому свободна от лишних фазовых сдвигов. Этот факт благотворно сказывается на устойчивости к самовозбуждению и качестве звучания. Конфигурация выходного каскада требует очень большого напряжения раскачки (200 В переменного напряжения на первичной обмотке Т1 — это примерно 250 В на управляющих сетках выходных тетродов). Поэтому драйвер/усилитель напряжения на двойном триоде V2a/b выполнен по схеме с вольтодобавкой, которая обеспечена подключением резисторов анодной нагрузки R13, R14 к анодам выходных ламп противоположного плеча двухтактного выходного каскада.

На рис. 20.46 изображена схема блока питания. Сетевой 200-ВА трансформатор — Hammond 274BX. Положительное анодное напряжение +396 В сглаживается активным фильтром на полевых Q1, Q2 (оба размещены на небольших радиаторах). Напряжение на вторых сетках выходных лучевых тетродов формируется из анодного питания +396 В посредством понижения 75-вольтовым стабилитроном Z8 (типа 1N5374B). Остальные стабилитроны: 100-вольтовые типа 1N5378B, 47-вольтовые 1N5368B.

Напряжение отрицательной полярности –144 В подается на катоды драйверов V2a/b (рис. 20.44) и через регуляторы смещения Р4 и баланса смещения Р3 используется для формирования фиксированного смещения ламп выходного каскада.

Балансировку по постоянному току выполняют при налаживании, добиваясь триммером Р3 нулевого напряжения между контрольными точками TP1, TP2 (рис. 20.44).

Триммером Р4 устанавливают начальные токи ламп. Критерий установки — постоянное напряжение +5,1 В на катоде тетродной части V3 относительно общего провода.

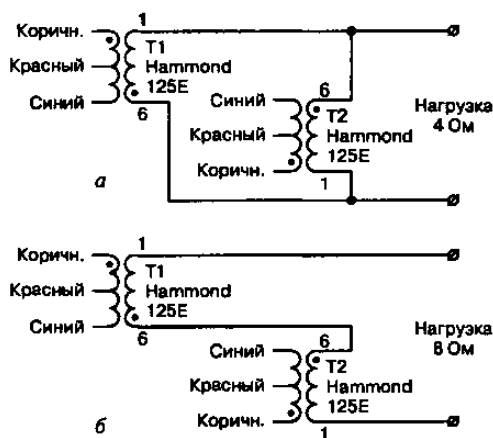


Рис. 20.45. Варианты соединения вторичных обмоток в зависимости от сопротивления нагрузки: а — для 4 Ом; б — для 8 Ом

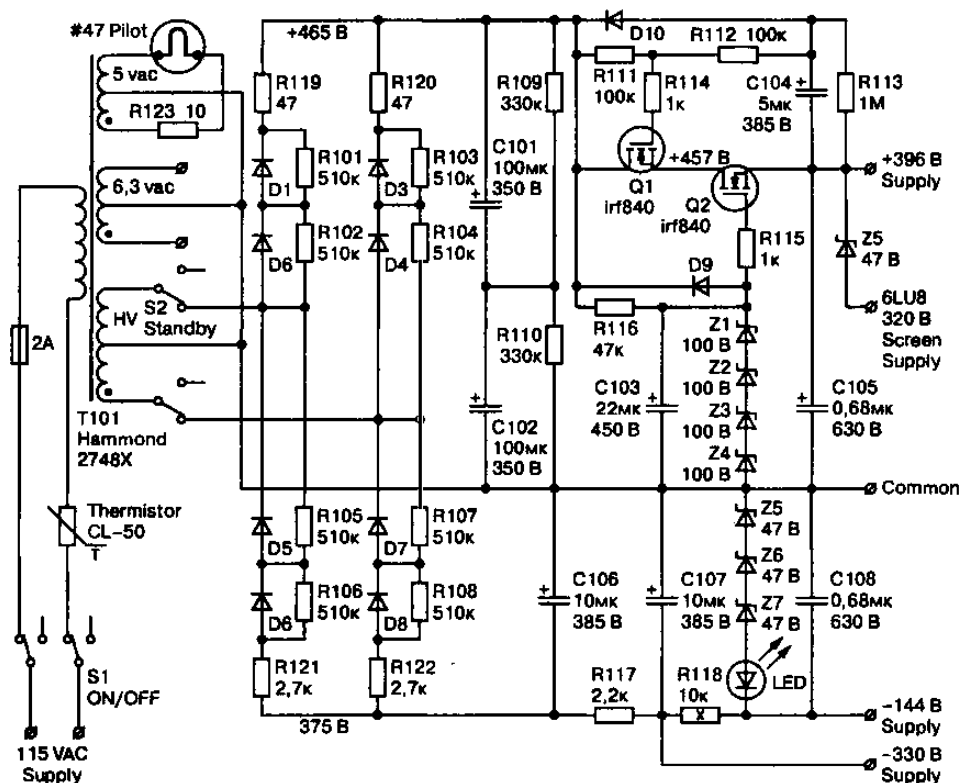


Рис. 20.46. Схема блока питания

Триммером R2 симметрируют по переменному току весь усилитель, минимизируя его коэффициент гармоник при подаче на вход синусоидального напряжения. Максимальную выходную мощность 30 Вт усилитель развивает при входном напряжении 0,76 В, обеспечивая коэффициент гармоник не более 0,25% со следующим «раскладом» по гармоникам: 0,19%; 0,1%; 0,05%; 0,06% соответственно для 2-й...5-й гармоник.

Уровень интермодуляционных искажений, измеренный по методике SMPTE, не превышает -50 дБ. Выходное сопротивление усилителя 2,3 Ом, что для 8-омной нагрузки соответствует коэффициенту демпфирования 3,5 [32].

Усилитель по схеме Лоттин-Уайт на прямонакальных триодах 2A3

Характеристики. Несмотря на кажущуюся простоту схемы, усилитель имеет хорошее звучание. Чувствительность усилителя — 0,7 В, выходная мощность — 2,8 Вт при коэффициенте гармоник до 1,5—2%.

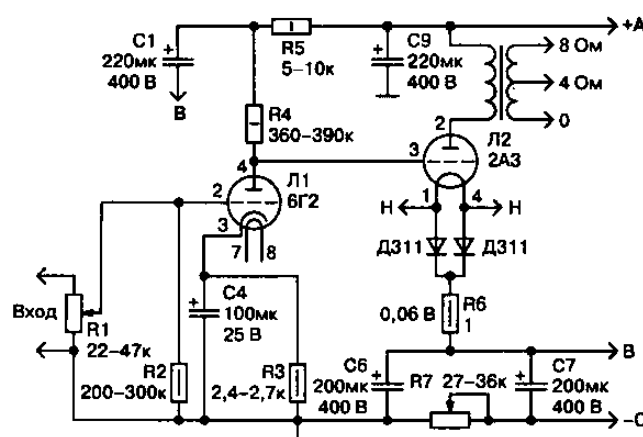


Рис. 20.47. Схема усилителя по схеме Лоттин-Уайт на прямокальных триодах 2А3

Устройство. Усилитель (рис. 20.47) выполнен на лампе 6Г2, которая служит усилителем напряжения (драйвером) для лампы оконечного каскада — 2А3 с непосредственным подключением сетки 2А3 в анодную цепь 6Г2.

Нерабочие выводы лампы 6Г2 соединены на корпус. Для соблюдения рабочего режима выходной лампы 2А3 питание лампы 6Г2 выполнено симметричным относительно катода выходной лампы с «виртуальной землей». Резистор R7 служит для настройки тока покоя выходного каскада 60 мА, который определяется по падению напряжения 0,06 В на резисторе R6.

Предварительная настройка делается так: сетка лампы выходного каскада отсоединяется от анода драйвера и через резистор 200—300 кОм подключается на корпус. Можно вообще выходную лампу вынуть из панели.

На аноде лампы драйвера выставляется напряжение –50...–55 В относительно точки В (средней точки анодной обмотки силового трансформатора). Затем сетка выходной лампы подключается к аноду драйвера и производится окончательная настройка по току анода выходной лампы, который должен быть порядка 60 мА при падении напряжения 0,06 В на резисторе R6 номиналом 1 Ом. Диоды Д311 в накально-катодной цепи лампы 2А3 можно заменить на резисторы 10 Ом.

Схема блока питания (рис. 20.48) выполнена на кенотроне 5Ц3С или 5Ц4С, который служит для выпрямления напряжения по плюсу, и двойного диода 6Х2П, выпрямляющего напряжение по минусу для

**Совет.**

Нежелательные мотать дроссели могут поставить дроссели ДР-2,3-0,2 от черно-белых телевизоров, ограничившись обмоткой 1 (выводы 1-2), или ДР-5-0,08 от цветных ламповых ТВ.

В этом случае получится не LCLC, а CLC фильтр по анодному напряжению, и для увеличения времени заряда конденсаторов анодного питания после кенотрона нужно поставить резистор 20—30 Ом 2 Вт по одному на канал.

Усилитель рассчитан на построение любителями, имеющими некоторый опыт в построении и настройке ламповых конструкций [37].

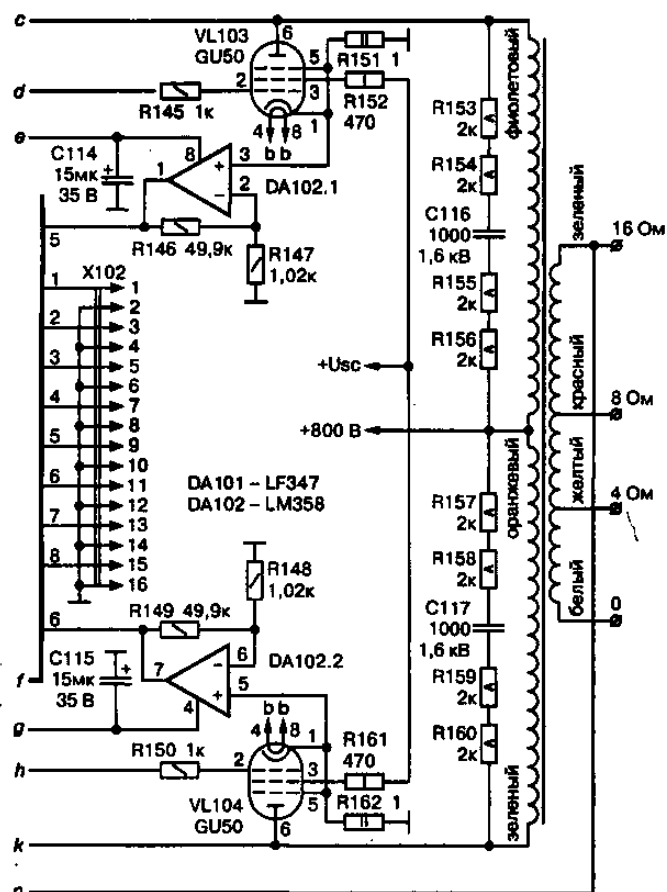
Ламповый УМЗЧ на ГУ50

Ламповый УМЗЧ на ГУ50 разработал Сергей Кубушин, г. Лас-Вегас (США). Приведу основные характеристики усилителя. Номинальная мощность — 2×65 Вт. K_r при номинальной мощности — 0,4%. K_r при мощности 50 Вт — 0,024%. Нелинейность АЧХ в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц — 0,01 дБ. K_r при номинальной мощности без ООС — 4%. K_r при мощности 40 Вт без ООС — меньше 1%. Чувствительность для номинальной мощности — 3,15 В. Общая потребляемая мощность — 250 Вт. Алфавитно-цифровая индикация режимов, встроенный измерительный центр для оперативной настройки. ИК ДУ (включение-выключение, регулировка громкости). Пиковый логарифмический индикатор выходной мощности с «отрывающимся» светодиодом.

Принципиальная схема собственно усилителя приведена на рис. 20.49. Выходной каскад собран по классической двухтактной (Push-Pull, PP) схеме на лампах ГУ50 в пентодном включении. Экранные сетки питаются от отдельного стабилизатора напряжением 270 В через резисторы R152 и R161.

Питание анодных цепей осуществляется от нестабилизированного источника напряжением 800 В. Элементы R153—R160, C116, C117 служат для подавления «звона» выходного трансформатора и предотвращения высокочастотной генерации.

Смещение фиксированное, подается в сетки ламп через резисторы R129 и R138 с регулируемых делителей напряжения на резисторах R130—R132 и R135—R137. Выходы делителей заземлены по переменному току через конденсаторы C110—C113. Питание этих делителей



R107, R109, R116, R119...R125, R133, R134,
 R139...R144, R146...R149, R151, R162...R164 – 1%
 C123, C125 – Solid Tantalum
 C107 – Silver Mica
 C116, C117 – Foil/Polypropylene, Orange Drop

производится от отдельного стабилизатора с выходным напряжением около -90 В.

Накалы ГУ50 питаются переменным током от общей обмотки на $12,6$ В. Для устранения фона, вызванного пролезанием переменного напряжения через паразитную емкость катод-подогреватель на один из концов накальной обмотки подано напряжение порядка $+80$ В с делителя напряжения в блоке питания.

Входной каскад, он же фазоинвертор, собран на двух триод-пентодах ECL84 практически по классической схеме самобалансирующегося «see-saw» фазоинвертора.



Примечание.

*Главным отличием является то, что в качестве усилительных элементов использованы не триоды с резистивной нагрузкой, а так называемые *mu-stage*. Практически это те же усилители напряжения на триодах, только с динамической нагрузкой в виде генератора тока в аноде.*

Такие каскады имеют целый ряд преимуществ перед классическими триодными усилителями с резистивной нагрузкой (и перед каскадами типа SRPP, которые часто применяют в ламповых схемах):

- более высокий коэффициент усиления, практически равный μ триода (отсюда и название каскада);
- очень низкий коэффициент гармоник;
- большой размах выходного напряжения;
- низкое выходное сопротивление.

Генератор тока может быть выполнен на чем угодно.



Совет.

*Но, практически, для относительно «сильноточных» усилительных триодов, например, запараллеленных триодов 6Н1П, лучше использовать *полевые транзисторы*, а для «слаботочных» — *пентоды*.*

Использованная в усилителе лампа ECL84 очень хорошо подходит для построения такого каскада. Практическая схема, примененная в усилителе, имеет коэффициент усиления по напряжению около 70, выходное сопротивление меньше килоома и обеспечивает размах выходного напряжения 120 В при нелинейных искажениях меньше $0,01\%$ (без ООС).

**Примечание.**

Идеальный баланс такого фазоинвертора при равенстве сопротивлений трех плечей делителя напряжения, подключенного к сетке VL101.2, достигается только при бесконечном усилении верхнего по схеме усилительного каскада.

Для достижения идеального баланса сопротивление верхнего плеча делителя должно быть больше остальных в $[1 + 6/(2\mu - 3)]$ раз, где μ — коэффициент усиления верхнего по схеме каскада. Так как величина эта непостоянна, в схеме предусмотрена подстройка сопротивления верхнего плеча с помощью потенциометра R126.

Накалы ламп фазоинвертора питаются постоянным током от стабилизатора на базе ИС UCC383T-ADJ (по одному стабилизатору на канал).

**Примечание.**

Выбор стабилизатора был обусловлен просчетом автора — силовой трансформатор был намотан заблаговременно с обмотками накалов входных каскадов на напряжение 6,3 В.

Именно поэтому для получения постоянного напряжения 6 В потребовалось применение стабилизатора с очень малым прямым падением напряжения и конденсаторов фильтра (C122) емкостью 10000 мкФ. Можно было бы намотать эти обмотки на большее напряжение и применить меньшие емкости и более дешевые стабилизаторы, но было уже поздно...

Хотя, конечно, такой выбор имеет свое преимущество — меньший нагрев регулирующего элемента.

Для уменьшения фона потенциал накальных обмоток поднят примерно на 100 В относительно катодов триодов при помощи делителя R165, R166. Совокупность этих мер позволила получить очень низкий уровень фона — его практически не слышно при поднесении уха вплотную к акустическим системам на базе динамиков Fostex FE204 с SPL около 100 дБ.

Кстати, все приведенные величины нелинейных искажений включают в себя и фон переменного тока, т. к. использованный для измерений Distortion Meter AA5001 от Tektronix измеряет не THD, а THD+N. Так что реальный K_f еще ниже.

В принципе, можно было бы питать накалы входных ламп и непосредственно переменным током. Вряд ли это привело бы к сильному увеличению фона переменного тока, но автор этого делать не пробовал.

Для достижения низкого K_u , снижения выходного сопротивления и расширения полосы усилитель охвачен достаточно глубокой ООС с выхода усилителя в катод VL102.2 через цепочку R120, R121, C107. Так как каскадов усиления всего два, усилитель очень устойчив и хорошо переносит введение ООС. Конечно, если следовать канонам High-End религии, ООС применять нельзя, ибо это величайший грех, но автор, к счастью, в ту церковь не ходит!

Для оперативной настройки усилителя введены измерительные схемы. На элементах R122—R125, DA101.1 и R141—R144, DA101.4 собраны измерительные делители для измерения выходных напряжений на анодах выходных пентодов. Три резистора по 330 кОм использованы из-за того, что максимально допустимое напряжение рядовых полуваттных резисторов слишком мало.

На элементах R133, R134, DA101.2 и R139, R140, DA101.3 собраны измерительные делители для измерения выходных напряжений фазоинвертора. DA101 использована в качестве повторителя для согласования сопротивления делителей с АЦП сервисных блоков.

В катоды выходных пентодов включены измерительные резисторы R151, R162 сопротивлением 1 Ом, используемые для измерения тока покоя. Для нормализации уровней, снимаемый с них, сигнал усиливается ОУ DA102.1, DA102.2, включенными по схеме неинвертирующего усилителя с $K_u=50$. Естественно, до прецизионного измерительного усилителя такой схеме далеко, но для практических целей ее вполне достаточно.

Схема основного блока питания приведена на рис. 20.50. Ничего особенно оригинального в ней нет. Источник анодного питания состоит из двух последовательно соединенных мостовых выпрямителей на диодах VD1—VD4 и VD5—VD8 с конденсаторами фильтра C13, C14 и C15, C16.

Диоды мостов зашунтированы керамическими конденсаторами C1—C8. Электролитические конденсаторы фильтров зашунтированы полипропиленовыми конденсаторами C17 и C18 относительно большой емкости и керамическими конденсаторами C19 и C20 меньшей емкости.

Напряжения обмоток II и III одинаковые, 320 В без нагрузки. Резисторы R1—R3 служат для разрядки конденсаторов при выключении питания. Кроме того, R2, R3 образуют делитель напряжения,

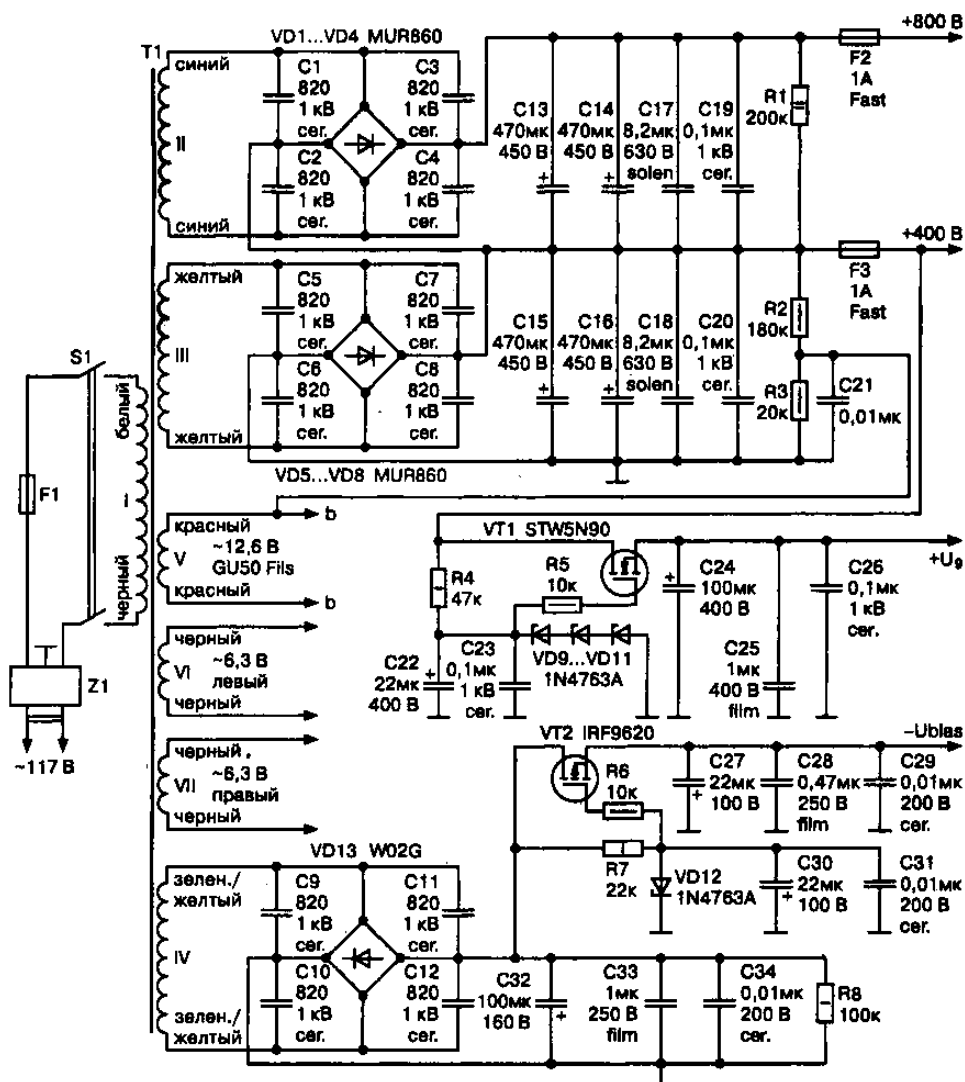


Рис. 20.50. Схема основного блока питания

используемый для положительного смещения потенциала накалов выходных ламп относительно катодов.

Со средней точки выпрямителей снимается напряжение +400 В, используемое для питания входных каскадов. Это же напряжение подается на вход простейшего параметрического стабилизатора на элементах R4, R5, C22—C26, VD9—VD11, VT1, который питает экранные сетки выходных пентодов.

Выходное напряжение стабилизатора около 270 В (определяется стабилитронами VD9—VD11). Максимальный потребляемый одной экранной сеткой ток — порядка 30 мА. Так как выходные пентоды работают в противофазе, максимальный потребляемый от стабилизатора ток не превышает 60 мА.

На элементах VD13, C9—C12, C27—C34, R6, R7, VD12, VT2 собран источник напряжения смещения для выходных ламп. Напряжение обмотки IV на холостом ходу 95 В, выходное напряжение параметрического стабилизатора около 90 В.

Все диоды зашунтированы керамическими конденсаторами. Параллельно стабилитронам включены пары электролит-керамика. Все фильтровые электролитические конденсаторы зашунтированы относительно большими пленочными и небольшими керамическими конденсаторами.



Примечание.

Это позволяет добиться практически полного отсутствия коммутационных помех от выпрямительных диодов и шумов от стабилитронов на выходе выпрямителей.

Схема дежурного источника питания изображена на рис. 20.51. Этот источник питает один из трех микроконтроллеров, отвечающий за включение-выключение усилителя от кнопки на лицевой панели и дистанционное управление на ИК. От этого же источника, естественно, питается и обмотка силового реле, включающего усилитель по команде микроконтроллера, светодиод индикации дежурного режима и ИК-приемник. Источник собран по классической схеме с понижающим трансформатором, мостовым выпрямителем и линейным стабилизатором на базе ИС LM317. Выходное напряжение — 5 В.

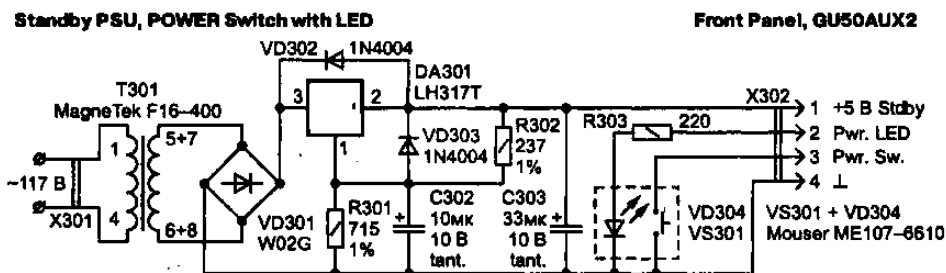


Рис. 20.51. Схема дежурного источника питания

Схема основного блока питания логики и вентиляторов приведена на рис. 20.52. Этот источник обеспечивает:

- двухполярное питание ± 15 В для операционных усилителей;
- +5 В для питания остальных двух микроконтроллеров, индикации, привода регулятора громкости;
- регулируемое подстроечным резистором R605 напряжение до 12 В для питания двух вентиляторов, нагнетающих воздух во внутреннее пространство шасси.

Источник +5 В собран на трехвыводном фиксированном стабилизаторе LM7805KC (корпус TO-3, рабочий ток до 1,5 А), остальные — на ИС LM317/LM337 по классическим схемам.

На этой же плате расположено силовое реле K601 с ключевым транзистором VT601. Так как ни дежурный источник питания, ни основной блок питания логики не используются для питания каких-либо

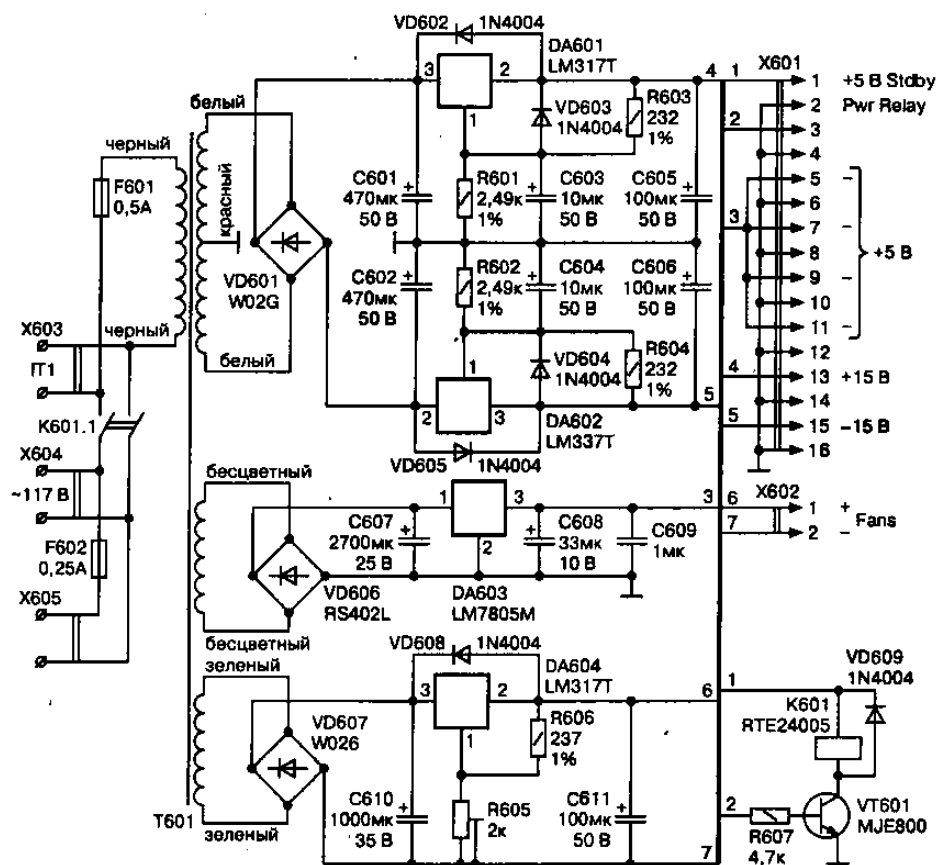


Рис. 20.52. Схема основного блока питания логики и вентиляторов

звуковых цепей, никакого шунтирования диодных мостов и фильтровых конденсаторов не производилось.

Схема блока логики приведена на рис. 20.53. Все логические функции реализованы тремя микроконтроллерами фирмы MicroChip.

Основная часть функций реализована на контроллере DD502. Этот контроллер питается от дежурного источника питания, так что он постоянно включен.

Данный контроллер реализует следующие функции:

- **обработка нажатий выключателя питания VS301.** Подавление дребезга контактов, включение-выключение основного питания при помощи силового реле K601 в нормальном режиме, переход в сервисный режим при включении дежурного питания при нажатой кнопке VS301, выбор некоторых меню и фиксация установок в сервисном режиме;
- **прием, декодирование и исполнение команд ДУ.** В состоянии «standby» единственная обрабатываемая команда — включение основного питания. При включенном основном питании обрабатываются команды выключения питания и управления электродвигателем регулятора громкости M801 (рис. 20.55). В сервисном режиме команды ДУ игнорируются;
- **формирование раstra, развертка и регенерация матричного алфавитно-цифрового дисплея,** собранного из элементов DA402—DA407. Знакогенератор находится в ПЗУ контроллера;
- **управление реле K701—K702 (рис. 20.55) делителя выходного напряжения** для выбора одного из четырех пределов измерения индикаторов выходной мощности. Выбор осуществляется в сервисном режиме и сохраняется в ЭППЗУ контроллера;
- **управление светодиодом VD401 (индикация режима «Standby»);**
- **управление работой двух других микроконтроллеров** через последовательный порт.

ИС DD501 предназначена для коммутации одного из последовательных портов DD503, DD504 на последовательный порт DD502.

Имеющийся в ИС PIC16F876 АЦП не используется. Все аналоговые измерения производятся контроллерами DD503, DD504. После этого часть данных используется ими для самостоятельной индикации параметров, а часть передается контроллеру DD502 по его запросу через последовательный порт для дальнейшей обработки и отображения.

Два микроконтроллера DD503 и DD504 исполняют идентичные функции, каждый для своего канала усилителя. Они содержат оди-

наковые программы и включены идентично. Каждый из них использует по семь каналов АЦП для измерения следующих параметров: Ток катода выходных пентодов (2 канала) — Выходные напряжения плечей фазоинвертора (2 канала) — Переменные напряжения в анодах выходных пентодов (2 канала) — Выходное напряжение канала усилителя на обмотке 16 Ом (1 канал).

Значения первой пары параметров в сервисном режиме передаются контроллеру DD502 по его запросу через последовательный порт. Точнее, передается значение тока катода только одного выходного пентода.

DD502 преобразовывает это значение в отображаемый вид и выводит его на матричный индикатор соответствующего канала усилителя.



Примечание.

Три верхних, они же первые три в цепочке из последовательно соединенных индикаторов, относятся к левому каналу усилителя.

Ток катода второго пентода в абсолютном виде не индицируется. DD503(4) использует его для индикации баланса при помощи десятиэлементной линейной светодиодной матрицы VD402(3). Таким образом, на дисплее усилителя в режиме установки тока покоя выходных ламп одновременно отображается абсолютное значение тока покоя одной выходной лампы и баланс токов обеих ламп.

VD402(3) выбрана с разноцветными светодиодами (К-К-Ж-Ж-З-З-Ж-Ж-К-К), что делает индикацию очень наглядной. Светящийся элемент уходит в сторону будущего значения параметра (этот же индикатор используется для балансировки фазоинвертора и сквозной балансировки усилителя), при идеальном балансе светятся два средних зеленых светодиода.

Баланс выходных напряжений плеч фазоинвертора и переменных напряжений в анодах выходных пентодов индицируется теми же индикаторами баланса. Нормализация этих напряжений для подачи их на АЦП контроллеров производится делителями в собственно усилителе и двухполупериодными детекторами средневыпрямленного напряжения (Average) на ОУ DA501—DA504.

Выходное напряжение усилителя, снимаемое с обмотки 16 Ом выходного трансформатора, через измерительные делители с переключаемым коэффициентом деления (элементы, начинающиеся с 701, рис. 20.56) подается на пиковые двухполупериодные детекторы, собранные на ОУ DA505, DA506 с соответствующими элементами обвязки.

Indicator board (TOP) P.2 →

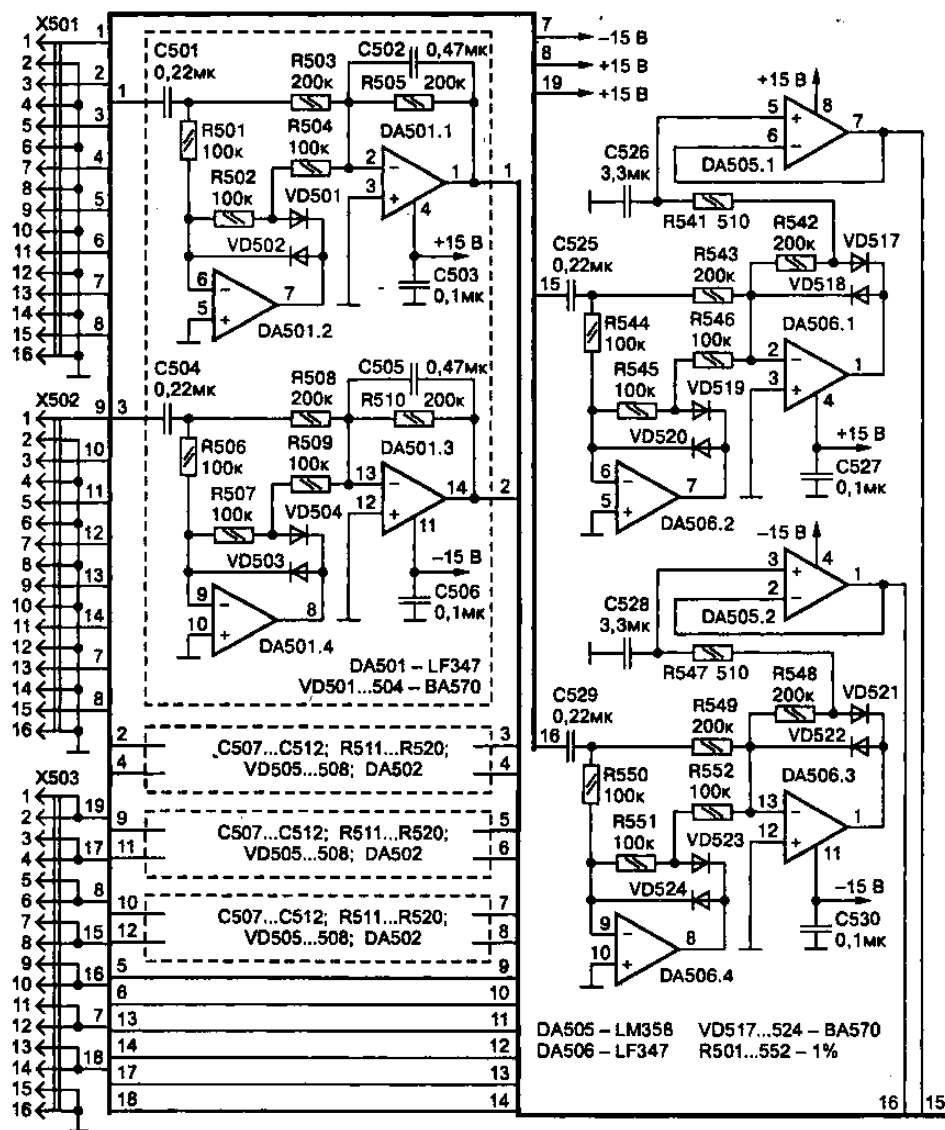


Рис. 20.53. Схема блока логики (начало)

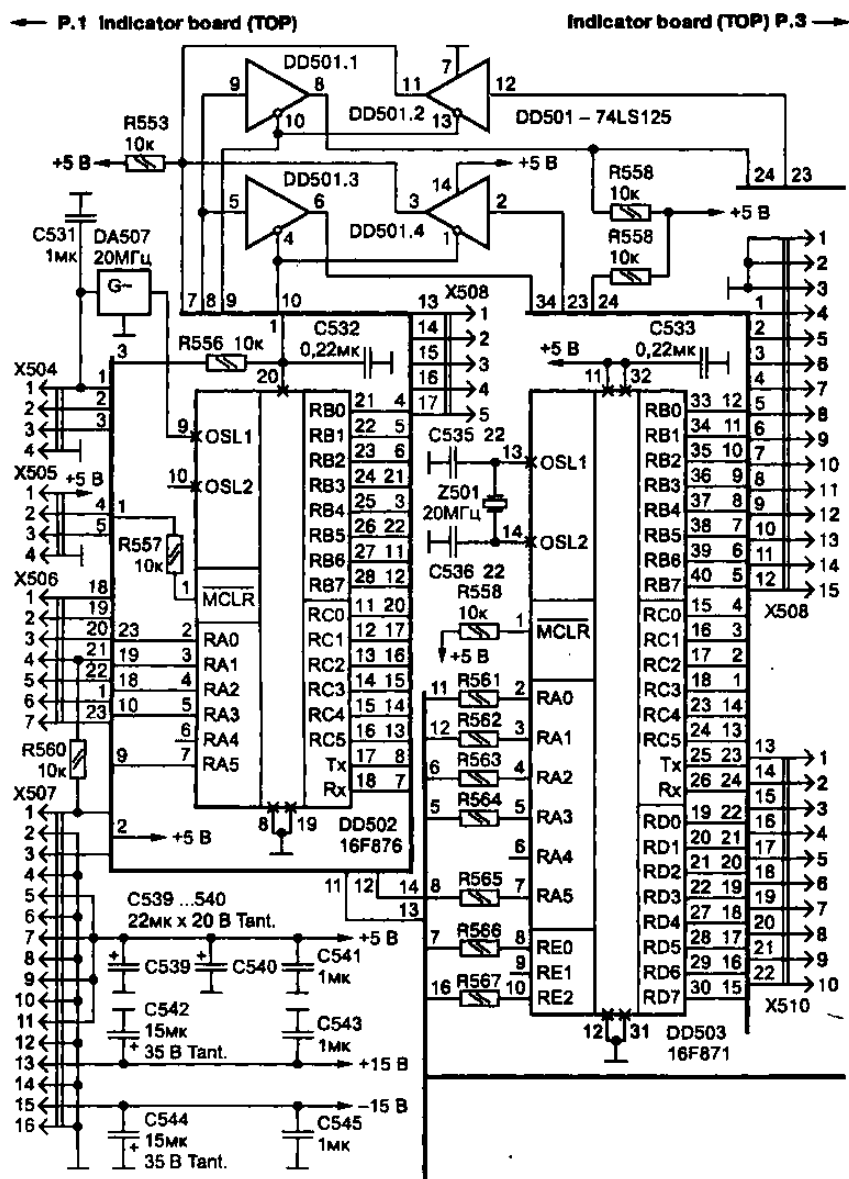


Рис. 20.53. Схема блока логики (продолжение)

← P.2 Indicator board (TOP)

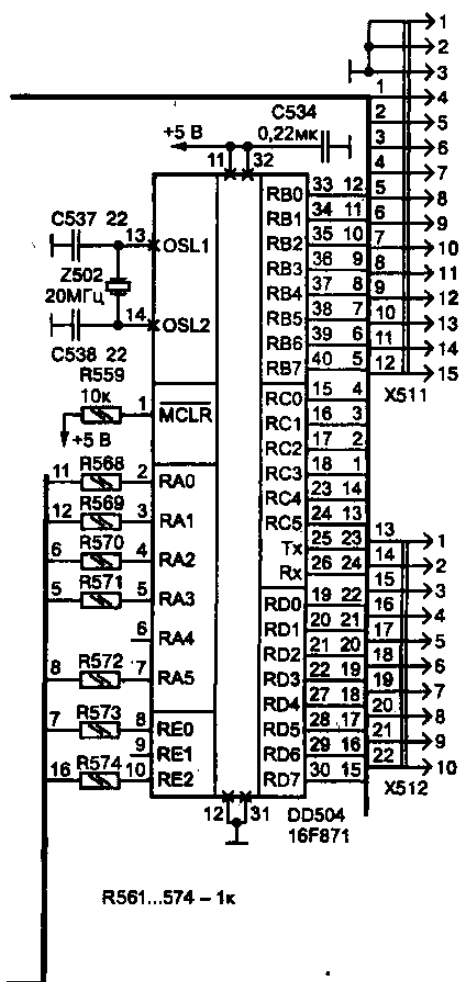


Рис. 20.53. Схема блока логики (окончание)

Характеристики пикового детектора соответствуют немецкому стандарту DIN 45406, являющемуся стандартом де-факто для пиковых индикаторов. ОУ DA505 использованы в качестве буферов для исключения влияния нагрузки на детекторы.

Измеренное значение пикового выходного напряжения логарифмируется контроллером (табличным методом) и отображается на светодиодных индикаторах VD404—VD415 и VD416—VD427, набранных из дискретных прямоугольных светодиодов (о них дальше) в виде столбика переменной длины. Кроме этого, контроллер реализует довольно простой алгоритм «отрывающегося» светодиода, как бы выталкиваемого столбиком индикатора уровня и возвращающегося за ним с некоторой задержкой.

Все измеряемые напряжения поданы на аналоговые входы DD503, DD504 через ограничительные резисторы R561—R574, предназначенные для ограничения тока при открытии защитных диодов в ИС контроллеров.

**Примечание.**

Описывать алгоритмы работы и их практическую реализацию автор не будет, все исходные тексты на языке ассемблера PIC с детальными комментариями приведены в приложении (доступны с сайта PX <http://radiohobby.tk> в разделе октябрьского номера за 2004 г.).

Практически все конечные автоматы реализованы в виде машин состояний с табличными переходами, все преобразования величин делаются табличным способом. Это позволило избавиться от возможных мерцаний и нестабильности индикации.

Регенерация матричного дисплея на индикаторах серии HDSP-2000 — задача, съедающая достаточно много процессорного времени; даже в таком максимально оптимизированном варианте на нее расходуется порядка 10% процессорного времени DD502.

**Совет.**

Для того, чтобы исходные тексты выглядели правильно, необходимо установить величину табуляции в три пробела.

Все ПО разрабатывалось в среде MPLAB версии 6.0 фирмы MicroChip, доступной бесплатно с их сайта. Программирование



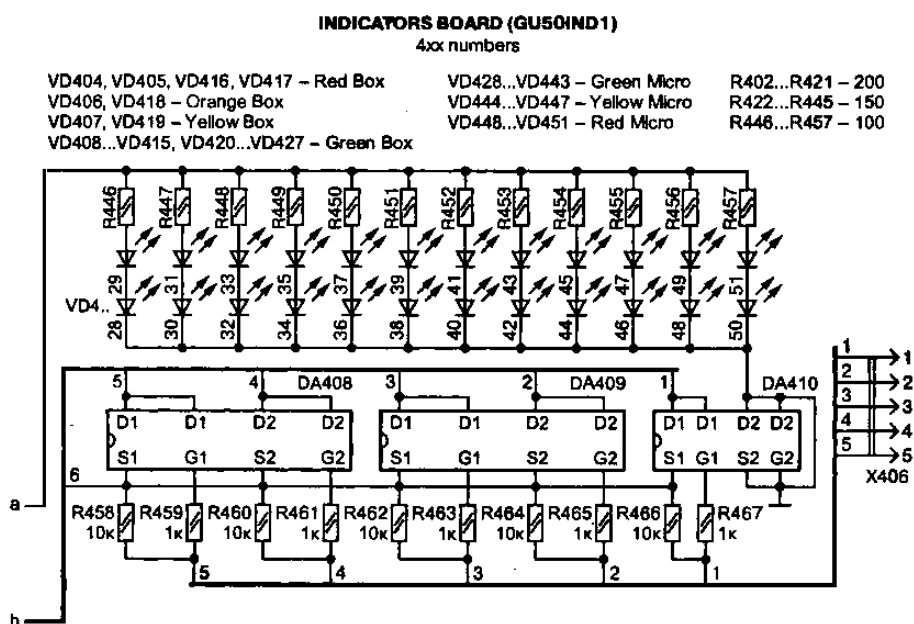
Рис. 20.54. Схема платы индикации

микроконтроллеров производилось программатором PicStart Plus, из-за чего, собственно, и была выбрана среда программирования.

Схема платы индикации приведена на рис. 20.54. Светодиод VD401 индицирует дежурный режим работы. Кнопка S401 используется только в сервисном режиме для выбора опций меню. Она выведена на переднюю панель через отверстие в декоративном светофилтре вровень с его внешней поверхностью так, что ее можно нажимать только чем-то вроде шариковой ручки. DA401 — интегрированный приемник ИК-сигналов ДУ.

Светодиоды VD428—VD451 предназначены для подсветки просветной шкалы индикатора выходной мощности. VD402 и VD403 — индикаторы баланса. VD404—VD427 — линейные индикаторы выходной мощности. DA402—DA407 — матричные светодиодные индикаторы. Каждый индикатор содержит четыре знакоместа в виде матрицы 5×7 светодиодов.

Индикаторы очень древние, потому особого интеллекта в них нет. Выводы столбцов (5 штук на знакоместо) всех знакомест соединены



параллельно и выведены наружу пятью выводами. К ним подключены аноды светодиодов.

Катоды строк подключены к выходам 28-разрядного сдвигового регистра, по одному на каждую строку каждого знакоместа. Выходы регистра — генераторы тока, обеспечивающие одинаковую яркость всех светодиодов матрицы. Выход регистра выведен на вывод индикатора для каскадирования нескольких индикаторов.

Как уже было сказано, индикаторы эти довольно старые, они не содержат схем внутренней регенерации, требуют достаточно мощных ключей для включения колонок. Кроме того, они потребляют довольно значительный ток и изрядно греются. Однако они имеют три несомненных достоинства, перевешивающих все недостатки:

- требуют всего восьми линий управления;
- покупаются по дешевке на eBay;
- очень красивы в работе.

Колонки (или столбцы) индикаторов коммутируются ключами на r-канальных ключевых полевых транзисторах DA408—DA410.

Схема делителя выходного напряжения для пиковых индикаторов мощности приведена на рис. 20.55. Два реле коммутируют отводы делителя напряжения, выбирая диапазон индикации. Сделано это для того, чтобы можно было настроить индикатор соответственно чувствительности конкретной акустики.

Реле управляются контроллером DD502, требуемое их состояние хранится в ЭППЗУ контроллера. Его можно изменять в сервисном режиме. ОУ DA701 — буфер для работы на длинный провод.

Схема управления моторизованным потенциометром регулятора громкости приведена на рис. 20.56. Никаких хитростей: два реле, управляемых от DD502. K801 переключает направление вращения мотора, K802 включает-выключает мотор.

Конструкция. Усилитель собран на сборном шасси из алюминиевого сплава. Основу шасси составляют два П-образных профиля шириной 3 дюйма с высотой «ног» в 1 дюйм по наружной стороне. Толщина стенок профиля — 1/8 дюйма.

Эти два профиля являются передней и задней панелями усилителя. Они соединены между собой четырьмя уголками со стороной 3/4 дюйма и толщиной стенок тех же 1/8 дюйма при помощи 16 винтов #8 (примерно М5 по-советски).

Боковые стенки из листового алюминия толщиной 1/8 дюйма изготовлены точно по размеру с выбранными по углам прямоугольниками

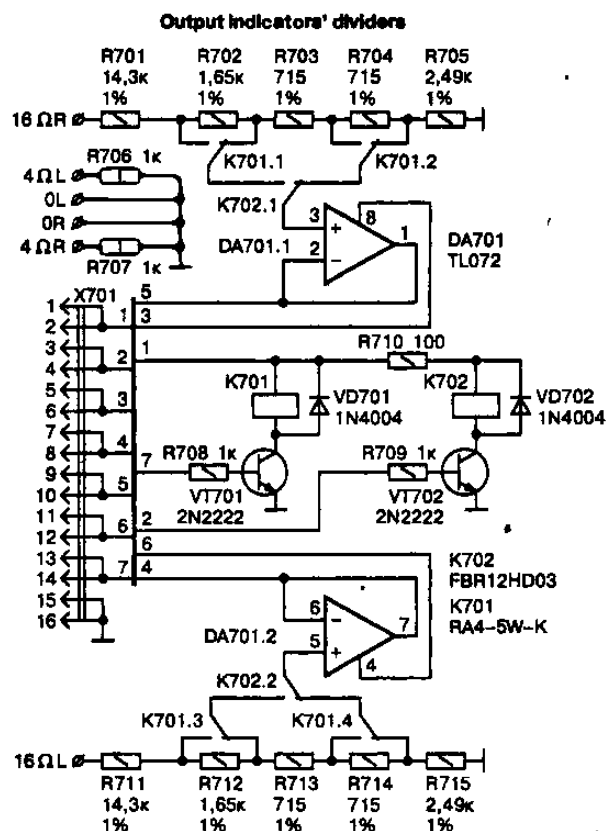


Рис. 20.55. Схема делителя выходного напряжения для пиковых индикаторов мощности

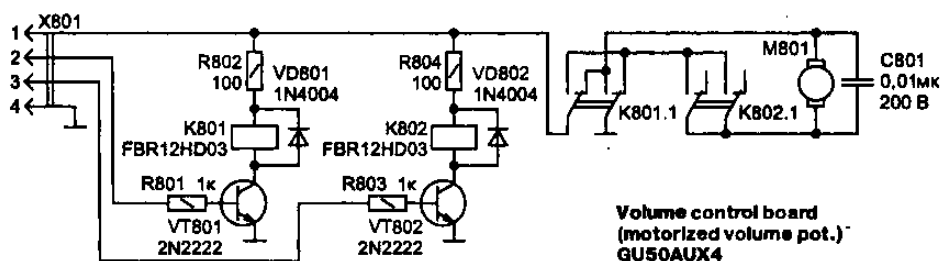


Рис. 20.56. Схема управления моторизованным потенциометром регулятора громкости

по размеру «ног» передней и задней панели и прикручены к уголкам шестью винтами #6 (примерно М4).

Уголки закреплены на расстоянии 1/8 дюйма от торцов передней и задней панели, так что боковые стенки получаются заподлицо с ними. Получается очень жесткая, хорошо сохраняющая форму конструкция. Затем с внутренней стороны передней и задней панели прикручивается полоса из алюминия толщиной 1/8 дюйма и шириной в 1,5 дюйма. Она образует переднюю и заднюю полку. На них крепятся верхняя и нижняя панели шасси. Боковые полки образованы уголками.

Нижняя панель сплошная, без отверстий, изготовлена из алюминия толщиной 1/16 дюйма. В углах нижней части шасси закреплены вставки, в которые вкручиваются резиновые ножки.

Верхняя панель шасси — несущая. Она изготовлена из алюминия толщиной 1/8 дюйма точно по размеру выемки в шасси, так что при установке она получается заподлицо с передней и задней панелью и торцами боковых стенок.

На верхней панели размещены основные крупногабаритные элементы схемы — основной силовой трансформатор, два выходных трансформатора, радиатор транзистора VT1.

Также на верхней панели закреплены все подстроечные резисторы, что дает возможность производить все регулировки на работающем усилителе без его разборки. Под выходные лампы в верхней панели вырезаны квадратные отверстия размером 2,5×2,5 дюйма. Под лампы фазоинвертора вырезаны отверстия диаметром 1,5 дюйма.

Поле для ламповых схем затем закрывается листами перфорированного алюминия толщиной 3/32 дюйма. Эти листы закреплены с внутренней стороны верхней панели. В них вырезаны отверстия для крепления ламповых панелей.

Ламповые панели закреплены по центрам соответствующих отверстий снизу перфорированных листов.



Примечание.

Таким образом, вокруг ламп образованы воздушные промежутки из отверстий перфорации. Именно через эти промежутки и выходит нагнетаемый двумя вентиляторами внутрь шасси воздух (других отверстий нет, неплотности не в счет).

Такая организация воздухообмена позволяет достаточно эффективно охлаждать все теплорассеивающие элементы внутри шасси и

использовать нагретый воздух для охлаждения ламп. Также это резко уменьшает нагрев самого шасси.

Верхняя панель прикручена к основному шасси винтами с цилиндрической головкой с внутренним шестигранником. Головки этих винтов служат направляющими для перфорированного кожуха, которым закрыто шасси.

Крепление кожуха производится при помощи четырех мебельных декоративных винтов, вкручиваемых в четыре стойки из алюминиевого прутка, установленных вблизи углов шасси.

Все установочные изделия (стойки, расшивочные панели и т. п.) и механические конструкции (уголки, перфорированные листы под ламповые схемы и т. п.) закреплены при помощи винтов с потайными головками через раззенкованные отверстия.

Все углубления затем были зашпаклеваны эпоксидной шпатлевкой с наполнителем из алюминиевой пудры. После этого все внешние поверхности были выровнены при помощи шлифовальной машинки с наждачной шкуркой (Finishing Sander), загрунтованы грунтовкой для алюминия и покрашены черной матовой эмалью.

Практически вся ламповая часть усилителя выполнена навесным монтажом на выводах элементов, опорных стойках и расшивочных гребенках. Для ГУ50 использована стандартная советская арматура с литыми стаканами, для пальчиковых ламп — бакелитовые панели с розетками опорных стоек (Turret Terminals), закрепленными на панелях при помощи латунных стоек через центральные отверстия панелей.

Остальная часть элементов размещена на десяти печатных платах, установленных внутри шасси усилителя.

На двух печатных платах, установленных вертикально между панелями выходных ламп, собраны измерительные схемы на элементах DA101—DA102, R122—R125, R133, R134, R139, R140—R144, R146—R149, R151, R162 (двухсотые номера для второго канала). Все элементы, за исключением R123—R125 и R142—R144, — в SMD-исполнении.

Все резисторы имеют допуск $\pm 1\%$. На этих платах также установлено по три соединенных вместе опорных стойки для подключения резисторов R152 и R161 к источнику питания экранирующих сеток.

На печатной плате, установленной на относительно высоких стойках между каналами усилителя, со стороны передней панели собраны:

- два стабилизированных источника питания накалов ламп фазоинвертора;
- элементы R129, C110—C113, R138, R153—R160, C116, C117.

Под этой платой установлены все шесть подстроечных резисторов УНЧ, смонтированные на их выводах и двух четырехконтактных расширочных гребенках элементы R130, R132, R135, R136. Под этой же платой располагается отверстие в шасси, через которое проходят выводы транзистора VT1.

Резистор R5 припаян непосредственно к выводу затвора VT1, второй его вывод зафиксирован на опорной стойке. R5 обязательно должен быть припаян одним выводом непосредственно к затвору VT1 для исключения паразитной генерации. То же, кстати, относится и к резисторам R145 и R150.

На самой большой печатной плате, установленной посреди шасси в задней его части, собран высоковольтный блок питания. Рядом с ним установлена плата основного блока питания логики и вентиляторов. Подстроечный резистор R605 установлен со стороны печатных проводников, его ось выведена через отверстие на верхнюю панель шасси для оперативной регулировки оборотов вентиляторов. С противоположной от этой платы стороны установлены дроссели L101, L201 и входной фильтр сетевого питания.

Внутри задней панели установлены два 2 $\frac{3}{8}$ -дюймовых 12 В вентилятора, нагнетающих воздух внутрь шасси. Вентиляторы закреплены четырьмя болтами #4 (примерно M3) через три резиновых прокладки на каждый болт (с обеих сторон вентилятора и с наружной стороны задней панели) для исключения передачи вибрации лампам.

С правой стороны (если смотреть сзади) задней панели закреплены главный сетевой выключатель S1, стандартный компьютерный разъем для кабеля сетевого питания и держатель предохранителя F1. С левой стороны задней панели установлены входные разъемы типа RCA X101 и X201.

Разъемы установлены через фторопластовые шайбы, изолирующие их от корпуса усилителя. Посередине задней панели установлены золоченые винтовые клеммы (Binding Posts) для подключения нагрузки. Плата делителя выходного напряжения для индикаторов мощности закреплена непосредственно на выводах этих клемм внутри задней панели.

С левой стороны передней панели (если смотреть спереди) внутри нее установлена плата дежурного источника питания. Кнопка выключателя питания VS301 с встроенным светодиодом VD304 установлена со стороны печати. Для нее в панели сделано прямоугольное отверстие, через которое она выведена на лицевую панель.

С правой стороны передней панели установлена плата управления моторизованным потенциометром регулятора громкости. Выводы потенциометра впаяны в плату, сам потенциометр закреплен на передней панели. Больше никакого крепления у этой платы нет.

Посредине передней панели установлена плата индикации. Для индикаторов и приемника ИК-сигналов в панели вырезано прямоугольное отверстие соответствующих размеров. Изнутри панели по периметру отверстия выфрезерована канавка шириной 1/4 дюйма на половину толщины панели. В это отверстие вставлен светофильтр из дымчатого оргстекла толщиной 1/8 дюйма.

Наружные размеры светофильтра на 1/2 дюйма больше размера отверстия, по периметру выфрезерованы углубления шириной 1/4 дюйма и глубиной в половину толщины фильтра. Таким образом, выступающая поверхность получается вровень с лицевой панелью.

Светофильтр закреплен с внутренней стороны панели при помощи термоклей. Около левого нижнего угла видимой поверхности светофильтра просверлено отверстие для кнопки S401.

Плата логики (номера 5xx) установлена поверх платы индикации, образуя «бутерброд» из двух плат. Все соединения между этими платами выполнены в виде разъемных пар, штыревые части которых установлены на плате индикации, гнездовые — на плате логики. Все соединения «бутерброда» с остальной схемой производятся при помощи плоских ленточных кабелей, подключаемых к штыревым разъемам (headers), установленным на плате логики (по типу широко используемых в компьютерах).

Такие же разъемы использованы как ответные части для подключения вторых концов кабелей в соответствующих местах схемы. Платы разведены таким образом, что все соединительные плоские кабели выполнены в виде классических соединений один-в-один, т. е. на концы плоского кабеля требуемой длины просто напрессованы соответствующие разъемы, у которых одноименные выводы получают соединенными между собой.



Примечание.

Все межсоединения, имеющие отношение к звуку — паяные. На печатных платах (если элементы не смонтированы навесным монтажом) для подключения проводов установлены посеребренные монтажные стойки (turret terminals), к которым припаяны соответствующие провода.

Выводы силового и выходных (вторичные обмотки) трансформаторов распаяны на три расшивочные гребенки на верхней внутренней части задней панели, с которых уже разведены проводами по нужным местам. Первичные обмотки выходных трансформаторов подключены своими выводами непосредственно к соответствующим точкам схемы.

Все «земляные» провода соединены с шасси в одной точке, на розетке лепестков под одним из винтов, крепящих сетевой фильтр. Все силовые цепи переменного тока выполнены свитыми вместе парами проводов.

Детали. Практически все резисторы в звуковых цепях — металлопленочные, фирмы Xicon, с допуском $\pm 1\%$. Резисторы R153—R160 — толстопленочные серии TA205 фирмы Ohmite. R108, R117 — провололочные фирмы Ohmite.

Практически все остальные резисторы — толстопленочные SMD фирмы Panasonic, размером 1206. Все резисторы в аналоговых цепях ОУ имеют допуск $\pm 1\%$, остальные $\pm 5\%$. Резисторы в низковольтных стабилизаторах — с допуском $\pm 1\%$.

Переходные конденсаторы C108, C109 — полипропиленовые, Solen Fast. C103, C104, C106 — фольгово-полипропиленовые, Dayton. C101, C102, C105 — K50-27, C110, C112 — K50-24. C116, C117 — фольгово-полипропиленовые, Orange Drop. C17, C18 — полипропиленовые, Solen Fast. C13—C16 — Nippon Chemi-Con КМН. Все конденсаторы, шунтирующие диодные мосты — керамические.

Все неэлектролитические конденсаторы большей емкости по выходам высоковольтных выпрямителей — пленочные, меньшей — керамические. Остальные конденсаторы — какие попало!

Диоды мостов основного выпрямителя — MUR860. Не оттого, что там надо именно 8 ампер, и не из-за каких-то особенных характеристик (хотя, конечно, очень желательно применять именно Ultra Fast), а оттого, что у автора их в наличии целый мешок!

Транзистор VT1 — MTM4N85 от Motorola. Выбор его диктовался корпусом и имеющимися в наличии радиаторами. MTM4N85 имеет корпус ТО-3, именно потому и был выбран. На его месте прекрасно справится любой N-канальный MOSFET с прямым током не менее ампера и допустимым напряжением сток-исток не менее 500 В. VT2 — любой P-канальный MOSFET с допустимым напряжением сток-исток 200 В.

Все стабилитроны — на напряжение 91 В. Естественно, можно набрать требуемые напряжения и из цепочек других стабилитронов.

Реле K601 — силовое, RTE24005 от Siemens с двумя группами переключающих контактов, рассчитанных на 277 В, 8 А и обмоткой на 5 В. Транзистор VT601 — дарлингтон, что следует иметь в виду при замене на другой. Реле K701 — RA4-5W-K от Takamisawa с четырьмя группами переключающих контактов (за что и было выбрано) и обмоткой на 5 В. Остальные реле — FBR12HD03 от Fujitsu с двумя группами переключающих контактов. Обмотка этих реле рассчитана на напряжение 3 В, поэтому последовательно с обмотками включены резисторы на 100 Ом.

**Примечание.**

Они выбраны по двум причинам — за сверхминиатюрность и потому, что автору посчастливилось купить на eBay тысячу таких реле за \$15!

Моторизованный потенциометр — фирмы Xicon, единственный из доступных. Куплен у Mouser. Отношение к нему было скептическое, но оказалось, что он на удивление хорош — очень плавный ход, отсутствие каких-либо шумов. Если не знать, что там не «голубой ALPS», то по внешним проявлениям не отличить. И всего за \$10. Номер по каталогу Mouser — 316-1020-50K.

Кнопка VS301 с встроенным светодиодом VD301 — тоже от Mouser, номер по каталогу ME107-6610.

Трансформатор T301 — стандартный, F16-400 от Magnetek. Две вторичные обмотки рассчитаны на 8 В 400 мА каждая, соединены в параллель.

Приемник ИК-сигналов взят готовый, GP1U70R от Sharp. Особой причины для выбора именно его (за исключением случайной покупки до начала работы над усилителем десятка таких приемников с eBay) нет, можно использовать любой стандартный.

Светодиодные матрицы VD402, VD403 — MV5B14 от Fairchild. Выбраны из-за того, что в них разноцветные (К-К-Ж-Ж-З-З-Ж-Ж-К-К) светодиоды. VD428—VD451 — миниатюрные SMD (1206). Служат они для единственной цели — подсветки просветной шкалы пикового индикатора. Размещены в коробке из белой жести с тремя отделениями (зеленые в левом, желтые в среднем и красные в правом), которая сверху закрыта матированным оргстеклом с наклеенной на него изготовленной фотоспособом просветной шкалой с цифрами и делениями.

Светодиодные линейки пикового индикатора, размещенные сверху и снизу коробки с просветной шкалой (хорошо видны на снимке), изготовлены из отдельных светодиодов. Светодиоды от Fairchild, они интересны тем, что представляют собой прямоугольный светодиод, заключенный в непрозрачный пластмассовый кожух с тонкими стенками. Такая конструкция позволяет очень легко соорудить из них ровную, очень хорошо выглядящую линейку с произвольным числом и цветом элементов в домашних условиях.

Отдельные светодиоды просто склеиваются торцами стандартным циакриновым клеем в приспособлении из алюминиевого уголка и куска тефлоновой пленки. Шаг выводов у такой линейки, правда, получается нестандартным ни в метрической системе, ни в имперической, но это расплата за простоту и дешевизну.

Такие светодиоды продает, например, Mouser (номера по каталогу для красных, зеленых и желтых — 512-MV57124A, 512-MV54124A и 512-MV53124A, соответственно). Автору посчастливилось купить несколько сотен таких светодиодов разных цветов (в том числе и оранжевого, отсутствующего среди MV5×124A) на eBay.

Дроссели L101 (L201) — стандартные, 156G от Hammond, с индуктивностью 15 Гн и максимальным током подмагничивания 40 мА. L401 — стандартный SMD-дроссель.

Выходные трансформаторы T101 (T201) — заказные. Они рассчитаны на мощность 100 Вт, межанодное сопротивление первичной обмотки 6,6 кОм.



Примечание.

Привести намоточные данные не представляется возможным, это know-how изготовителей.

Трансформаторы намотаны вручную, каждый весит чуть более 10 кг. Мотали их пять месяцев, но результат оказался выше всяких ожиданий.

Силовой трансформатор T1 — самодельный. Для его изготовления был использован тороидальный трансформатор мощностью 380 Вт, купленный на eBay, с которого была удалена вторичная обмотка и намотаны новые. Обмотки II и III на холостом ходу выдают по 320 В RMS каждая. Обмотка II намотана проводом 26 AWG, обмотка III — 24 AWG. Обмотка IV выдает 95 В, намотана проводом 28 AWG. Обмотка V, на 12,6 В, намотана монтажным проводом 12 AWG, обмотки VI и

VII, на 6,3 В каждая — в два монтажных провода 16 AWG одновременно.

Трансформатор T601 — тоже самодельный, на базе какого-то тороидального трансформатора мощностью 50 Вт. Обмотка питания ОУ (White-Red-White) выдает 36 В, 200 мА с отводом от середины; питания логики (Bare Wires) — 8 В 2,5 А; питания вентиляторов (Green-Green) — 15 В 800 мА.

Большинство элементов, не входящих в схему собственно усилителя, — SMD. DA507 — стандартный полноразмерный кварцевый генератор на 20 МГц. Кварцевые резонаторы Z501, Z502 — SMD-исполнения, вместе с соответствующими конденсаторами размещены внутри панелек DD502 и DD503. ИС DD501 использована в DIP-корпусе, так было удобнее разводить печатную плату.

Полными советскими аналогами ламп ECL84 являются лампы 6Ф4П.

Настройка. Для настройки правильно собранного из исправных деталей усилителя никаких приборов не требуется, вполне достаточно встроенного измерительного центра. Естественно, следует соблюдать стандартные ритуалы — проверить все напряжения без ламп, посмотреть, не идет ли дым и т. п. Но описывать всего этого автор не будет, т. к. тем, кому такое описание нужно, наверное, еще рано собирать конструкцию с 800-вольтным питанием...

Перед включением необходимо перевести движки подстроечных резисторов R131, R137 (и, соответственно, R231, R237) в максимально удаленное от общего провода положение. Затем, держа нажатой кнопку VS301 на лицевой панели, включить питание усилителя. Таким образом, схема логики будет включена в сервисный режим. Первое меню — установка токов покоя выходных ламп. Верхняя строка показывает ток покоя правой лампы левого канала, нижняя — правого. Светодиодные полоски слева от матричных индикаторов показывают баланс токов ламп соответствующего канала. Светящийся штрих на них уходит в сторону лампы с большим током. Не подавая входного сигнала (достаточно даже просто выкрутить регулятор громкости до упора), надо дать усилителю прогреться в течение хотя бы получаса.

После этого вращением подстроечного резистора, подключенного к сетке правой лампы, выставляют ток покоя лампы около 50 мА, одновременно стараясь добиться баланса вращением подстроечного резистора, подключенного к сетке левой лампы.

Признаком точного баланса является свечение двух средних зеленых штрихов на индикаторе баланса, свидетельствующее о разбалансе

меньше 0,3%. Следует иметь в виду, что система достаточно инерционна, и все значения устанавливаются несколько секунд. Не стоит стремиться к идеальному балансу, один зеленый штрих вместо двух индицирует разбаланс меньше 0,5%, что вполне нормально.

Данную операцию повторяют для второго канала усилителя, используя вторую пару подстроечных резисторов и индикаторов.



Примечание.

Следует иметь в виду, что настройки первого канала при этом могут немного уйти из-за просадки анодного напряжения, так что процедуру можно повторить несколько раз.

Кроме того, следует иметь в виду, что новые лампы в первые несколько часов работы могут несколько поменять свои характеристики, так что всю процедуру, возможно, придется повторить после того, как лампы приработаются, через 20—30 часов работы.

Аноды выходных пентодов при токе 50 мА нагреваются до темно-красного цвета (пятном напротив катодов), однако производитель этих ламп (Telefunken, LS50) утверждает, что это типовой режим и бояться этого не стоит. Если темно-красный цвет анодов влияет на душевный покой, можно снизить ток покоя до 40—45 мА. Однако при этом несколько упадет номинальная мощность. У автора в таком режиме лампы уже отработали больше ста часов, пока все в порядке, и режимы держатся, как вкопанные.

Лампы фазоинвертора тоже производят световые эффекты — в авторском экземпляре усилителя стекло ламп ECL84 Philips Miniwatt светится довольно интенсивным фиолетовым светом напротив щелей в анодах пентодов.

Однако и в данном случае все в порядке, лампы используются в паспортном режиме при токе покоя пентода 18 мА. Кстати, интенсивное голубое свечение электронного газа, меняющееся в такт музыке, также хорошо заметно внутри пентодов ГУ50.

Далее на усилитель, нагруженный акустическими системами или эквивалентом нагрузки, подают звуковой сигнал.



Внимание.

Без нагрузки не включать!

Это даже не обязательно должен быть сигнал со звукового генератора, реальный музыкальный сигнал вполне сойдет.

Нажатием кнопки S401 переводят измерительную часть в режим индикации баланса фазоинвертора. Подстроечным резистором R126 добиваются двух зеленых штрихов на индикаторе баланса, означающих разбаланс менее 0,1%. Кстати, у правильно собранных каскадов фазоинвертора на катодах пентодов в покое должна быть примерно половина напряжения на их анодах.

После этого можно проверить сквозной баланс усилителя, нажав кнопку S401 еще раз. Измерительная часть при этом индицирует баланс переменных напряжений в анодах выходных пентодов, т. е. в первичных полуобмотках выходного трансформатора.



Примечание.

Как показывает практика, данный шаг совершенно необязателен, ведь пентоды 6У50 из одной партии практически одинаковы (автор перепробовал 16 штук в произвольных сочетаниях), но на всякий случай такой режим введен в измерительную схему.

На этом настройку можно считать законченной. Два оставшихся пункта меню сервисного режима предназначены для настройки красоты.

Первый — установка уровня 0 dB пикового индикатора мощности. Нажатие кнопки VS301 позволяет выбрать одно из значений 10, 20, 30, 50 Вт. При ее нажатии текущее значение начинает мигать, каждое нажатие S401 выбирает новое значение по кругу.

Следующее нажатие VS301 записывает выбранное значение в память и, соответственно, переключает выходной делитель. Последний пункт меню позволяет выбрать, что будет отображаться на дисплее в рабочем режиме. Вариантов три — только пиковый индикатор мощности, он же вместе с индикатором баланса фазоинвертора или сквозного баланса. Рекомендуется первый режим.

Выход из сервисного меню не предусмотрен. Для перевода измерительной схемы в нормальный режим следует выключить усилитель из сети и включить его, не нажимая никаких кнопок. При этом усилитель включится в дежурный режим, индикатором которого служит светодиод VD401. Кнопка VS301 в этом режиме исполняет роль кнопки включения/выключения основного питания усилителя. Также в этом режиме работает дистанционное ИК-управление, отключенное в сервисном режиме.

Что касается дистанционного управления — для него выбраны коды усилителей Linn Waconda. С самого дешевого универсального пульта ДУ марки Emerson (\$4.99) при помощи запоминающего осциллографа были сняты последовательности ИК-команд для включения/выключения питания и регулирования громкости.

Эти последовательности декодируются конечным автоматом в программе DD502. Для реального использования этим же последовательностям «обучен» единый домашний обучаемый универсальный пульт ДУ, после чего тот Emerson спрятан на самую далекую полку. Конкретная марка пульта и код усилителя указаны в исходных текстах программ контроллера DD502 [35].

Питание анодов ламп триодов раскачки повышенным напряжением от отводов первички выходного трансформатора

Рассмотрим питание анодов ламп триодов раскачки повышенным напряжением от отводов первички выходного трансформатора, аналогичным применяемым в «ультралинейных» схемах на пентодах. Ввиду высокой линейности применение триодов в выходных каскадах High-End УМЗЧ предпочтительнее, чем тетродов и пентодов. Но мощные триоды, как правило, имеют очень низкий коэффициент усиления $\mu = \Delta u_a / \Delta u_c$. Это требует от каскадов раскачки повышенных выходных

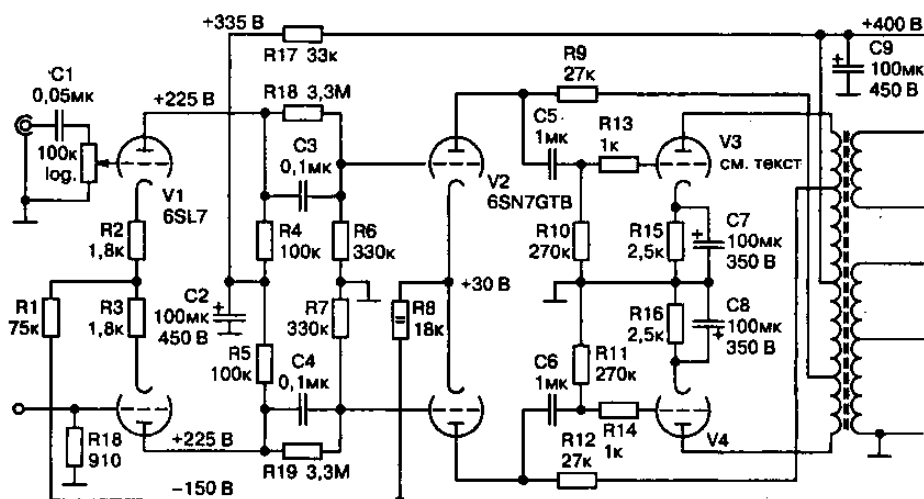


Рис. 20.57. Схема питания анодов ламп триодов раскачки повышенным напряжением

напряжений, которые достигаются обычно их питанием от отдельных высоковольтных источников анодного напряжения.

Джон Стюарт предложил оригинальное решение проблемы путем питания анодов ламп раскачки от отводов первички выходного трансформатора, аналогичных применяемым в «ультралинейных» схемах на пентодах для питания цепей экранирующей сетки (рис. 20.57).

Соответствующие отводы обычно выполняют от 25—45% каждой половины всей анодной обмотки. Этого оказывается, в большинстве случаев, достаточно для динамической вольтодобавки к анодному напряжению обоих триодов V2.

Показанная на рис. 20.57 двухтактная схема с трансформатором 2150 Ом / 8 Ом обеспечивает в нагрузке 30 Вт, а ее однотактный вариант с трансформатором 4300 Ом / 8 Ом и пониженным до 350 В анодным напряжением может развить 10 Вт. В точку X с вторичной обмотки трансформатора для расширения частотных свойств через дополнительный резистор может быть подана ООС [21].

КОГДА ЛАМПЕ ПОНАДОБИЛСЯ ПОМОЩНИК: ЛУЧШИЕ КОНСТРУКЦИИ ГИБРИДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Известно, что ламповые усилители — громоздкие, потребляющие много электроэнергии, но они имеют очень короткий электрический тракт, звучат лучше, чем сложные транзисторные аппараты. Этот шаг поможет разобраться в причинах этого явления и предложит набор интересных решений гибридных усилителей от авторитетных разработчиков. Гибридная схема позволяет в одном усилителе соединить уникальные свойства ламп как усилителей напряжения и уникальные свойства транзисторов как усилителей тока.

Гибридный фазоинвертор А. Д. ван Дорна для лампового УМЗЧ

А. Д. ван Дорн, преодолев предубеждение ламповых аудиофилов, попробовал на входе фазоинверсного каскада лампового УМЗЧ в тандеме с двойным триодом 6SN7 применить твердотельные, но аудиофильские ОУ ОР275, и остался очень доволен полученными результатами.

Субъективно такая схема (рис. 21.1) звучит не хуже, чем чисто ламповая. При этом проблем с разделительными конденсаторами или компенсацией значительного постоянного анодного напряжения (при непосредственной связи анод-сетка) просто нет.

Драйвер на анодах V1A, V1B развивает напряжение 100 В при напряжении в точках С и D около 3 В. Поэтому перегрузочной способности ОУ, питаемых от двухполярного источника ± 15 В, с большим запасом хватает для того, чтобы избежать захода в жесткое «транзисторное» ограничение.

Активный регулятор громкости выполнен ОУ Q1A и переменном резисторе P1, а ОУ Q1B совместно с точно ($\pm 0,5\%$) согласованными

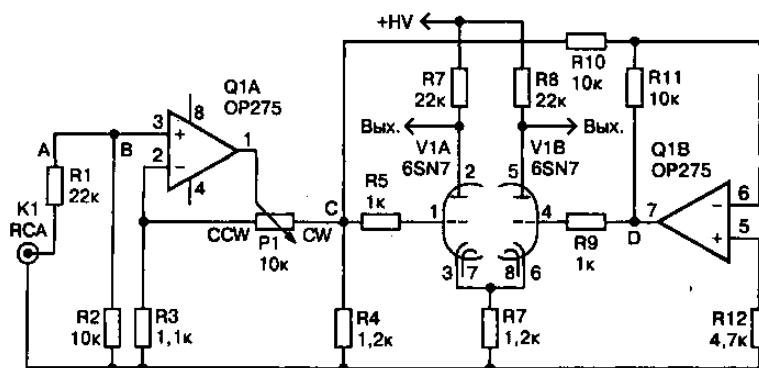


Рис. 21.1. Схема гибридного фазоинвертора ван Дорна для лампового УМЗЧ

резисторами R10, R11 выполняет функции почти идеального инвертора фазы [9].

Транзисторный биполярно-полевой УМЗЧ класса А

Колин Вонфор, занимающийся проектированием ламповых одноконтных УНЧ с начала 70-х, отмечая высокое качество звучания, все же пришел к выводу, что они не вполне соответствуют идеалу меломана.



Примечание.

Основная причина этого — недостаточная выходная мощность, обычно не превышающая 20 Вт, что не позволяет в полной мере ощутить динамику звука, особенно при использовании акустических систем с чувствительностью менее 90 дБ.

Наращивание мощности упирается в огромные (даже по сравнению с трансформаторами аналогичной мощности, но двухтактных ламповых УНЧ) габариты и массу выходного трансформатора, а также довольно короткий ресурс ламп, загнанных для получения сколь-нибудь приемлемой выходной мощности в весьма напряженный режим. Пятнадцатилетние эксперименты позволили ему создать транзисторный биполярно-полевой УНЧ класса А (рис. 21.2), свободный от перечисленных недостатков и в то же время обеспечивающий по уверениям автора «просто фантастический» звук. Без изменения схемы 5 вариантов выходного каскада позволяют создавать ряд УНЧ мощностью от 20 до 300 Вт.

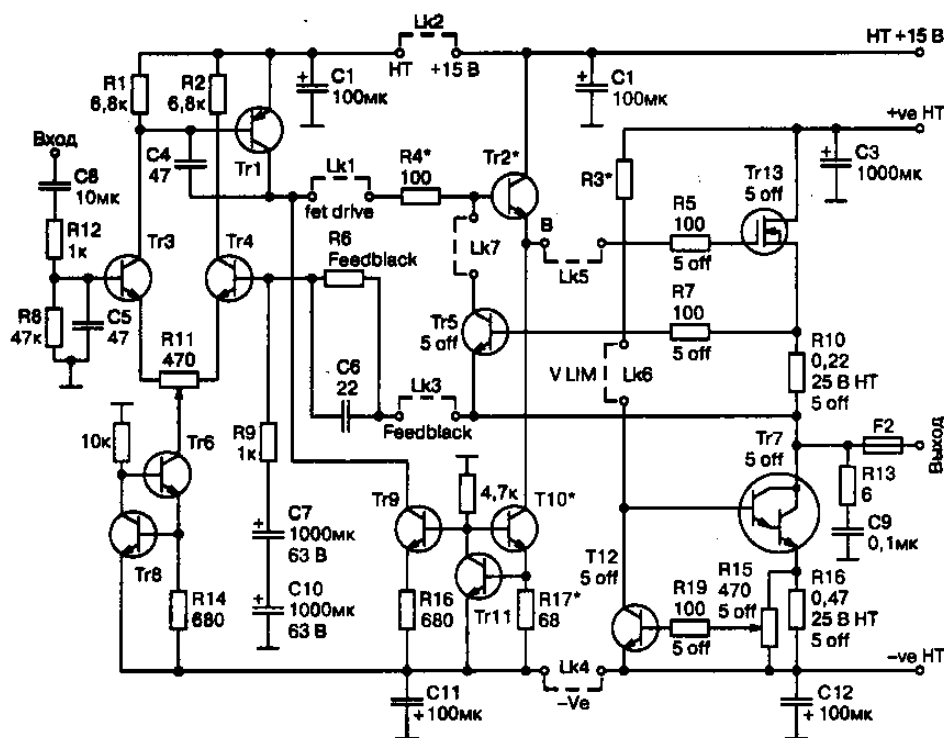


Рис. 21.2. Схема транзисторного биполярно-полевого УНЧ класса А

Первый каскад — дифференциальный на транзисторах Tr3, Tr4 с генератором тока Tr6, Tr8 в эмиттерной цепи. Второй каскад — усилитель напряжения на Tr1 — нагружен на усовершенствованное токовое зеркало Tr9—Tr11 и эмиттерный повторитель Tr2.

Tr11 и Tr10 одновременно выполняют роль генератора стабильного тока для эмиттерной цепи Tr2, таким образом, все транзисторы работают в режиме класса А. Выходной каскад также работает в классе А и выполнен на полевом транзисторе Tr13 с генератором стабильного тока на составном биполярном транзисторе Tr7 в цепи истока.

Транзистор Tr5 с сенсором тока R10 защищают Tr13 от токовых перегрузок при К.З. нагрузки, а Tr12-R15-R16 задают начальный ток выходного каскада. В самом маломощном 20-ваттном варианте выходная ступень состоит из 5 соединенных параллельно выходных каскадов (каждый из них содержит «собственные» Tr5, Tr7, Tr12, Tr13 с соответствующим резисторным обрамлением), подключаемых к основной схеме в точках Lk3, Lk4, Lk5, Lk6, Lk7.

При этом ток каждого из 5 транзисторов Tr13 устанавливается индивидуальным резистором R15, а резистор R3 — общий для каждой пятерки выходных каскадов. После установки токов выходных каскадов и получасового прогрева резистором R11 устанавливают «0» на выходе.



Примечание.

Как и любой усилитель класса А, устройство требует высококачественного блока питания.

Для 300-ваттного варианта суммарная емкость конденсаторов фильтра основного (+ve HT и -ve HT) выпрямителя должна быть не менее 120000 + 120000 мкФ, а отдельный выпрямитель для питания каскадов раскачки (HT +15 В, здесь обозначение +15 В означает не 15-вольтовое напряжение, а превышение напряжения питания оконечной ступени на 15 В) — 10000 мкФ.

Режимы и количество мощных каскадов в выходной ступени указаны в табл. 21.1. Типы активных и номиналы пассивных элементов для 5 вариантов усилителя мощностью 20, 50, 100, 200 и 300 Вт указаны в табл. 21.2.

Режимы и количество мощных каскадов в выходной ступени

Таблица 21.1

Вариант схемы	20Вт 8 Ом	20Вт 4 Ом	50 Вт 8 Ом	50 Вт 4 Ом	100 Вт 8 Ом	100 Вт 4 Ом	200 Вт 8 Ом	200 Вт 4 Ом	300 Вт 8 Ом	300 Вт 4 Ом
P _{потребл} , Вт	201,21		457,65		802,63		1237,01		1531,37	
U _{вх} , В	12,60	8,90	20,00	14,10	28,30	20,00	40,00	28,30	48,98	34,64
I _{вх} , А	1,58	2,23	2,50	3,53	3,53	5,00	5,00	7,07	6,12	8,66
P _{вых} , Вт	19,91	19,85	50,00	49,77	99,90	100,00	200,00	200,08	299,76	299,98
I _{контр} , А	5,00	5,00	7,60	7,60	8,89	8,89	10,28	10,28	10,18	10,18
P _{расс} на Tr7(Tr13), Вт, суммарная	100,00	100,00	228,00	228,00	400,16	400,16	617,02	617,02	763,87	763,87
Количество пар Tr7/Tr13	5	5	15	15	20	20	25	25	30	30
P _{расс} на одном Tr7 (Tr13), Вт	20,00	20,00	15,20	15,20	20,01	20,01	24,68	24,68	25,46	25,46
Tr7	TIP141		TIP142		TIP142		TIP162		TIP162	
Tr13	IRFP048		IRFP140		IRFP240		IRFP250		IRFP264	
+ve HT, В	20	20	30	30	45	45	60	60	75	75
-ve HT, В	20	20	30	30	45	45	60	60	75	75
HT +15V, В	35	35	45	45	60	60	75	75	90	90
I _{нагр} Tr2(Tr10), мА	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
P _{расс} Tr2(Tr10), Вт	0,55	0,55	0,75	0,75	1,05	1,05	1,35	1,35	1,65	1,65
I _{нагр} Tr1(Tr9), мА	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
P _{расс} Tr1(Tr9), Вт	0,055	0,055	0,075	0,075	0,105	0,105	0,135	0,135	0,165	0,165

Типы активных и номиналы пассивных элементов
для 5 вариантов усилителя мощностью 20, 50, 100, 200 и 300 Вт

Таблица 21.2

Вариант	20 Вт	50 Вт	100 Вт	200 Вт	300 Вт
Tr1	BD140	BD140	BD956	2SA968	MJE350
Tr9	BD139	BD139	BD955	2SC2238	MJE340
Tr2	TIP29C	TIP29C	2SC2238C	2SC2238	TIP47
Tr10	TIP29C	TIP29C	2SC2238C	2SC2238	TIP47
Tr3	2SC2547	2SC2547	2SC3467D	2SC3467D	2SC3467D
Tr4	2SC2547	2SC2547	2SC3467D	2SC3467D	2SC3467D
Tr6,8,11	2SC2547	2SC2547	2SC3467D	2SC3467D	2SC3467D
Tr12,5	ZTX450	ZTX450	ZTX450	ZTX450	ZTX450
R6 feedback	18k	28k	39k	47k	47k
Коэфф.усил.	19	29	40	48	48
R16	0,42	0,83	0,94	1,02	1,24
R10	0,21	0,42	0,48	0,52	0,63
R3	3k9	6k2	9k1	12k	15k
R3 (Вт)	0,103	0,145	0,223	0,300	0,375

Каждая пятерка транзисторов (Tr7, Tr13) выходного каскада установлена на индивидуальном пластинчатом радиаторе размером 300×300 мм, расположенном на расстоянии 40 мм от других. АЧХ усилителя линейна в диапазоне от 10 Гц до 65 кГц, коэффициент гармоник 0,01% [31].

Гибридный лампово-полевой УМЗЧ

Гибридный лампово-полевой УМЗЧ, который разработал Э. Винсек, имеет чувствительность 900 мВ, входное сопротивление 100 кОм, коэффициент усиления 25 дБ и коэффициент демпфирования 3,2. АЧХ имеет завал 1,7 дБ на частоте 100 кГц, а в звуковом диапазоне укладывается в допуск 0,1 дБ. Максимальная выходная мощность на нагрузке 4 Ом (1 кГц) 265 Вт.

Конструктивное исполнение — двухблочное: ламповый усилитель напряжения (на рис. 21.3, а) и усилитель тока на полевых транзисторах (на рис. 21.3, б). Усилитель не имеет ни положительных, ни отрицательных обратных связей, биполярные транзисторы выполняют лишь вспомогательные функции термостабилизатора смещения (Т1) и генераторов тока (Т2, Т3), а усиленные функции выполняют лампы (каскад усиления напряжения с динамической нагрузкой) и комплементарная пара полевых транзисторов.

Такое схемное решение позволило отказаться от главного источника искажений в ламповых усилителях — выходного трансформатора и поставить его в один ряд с лучшими усилителями класса High-End [38].

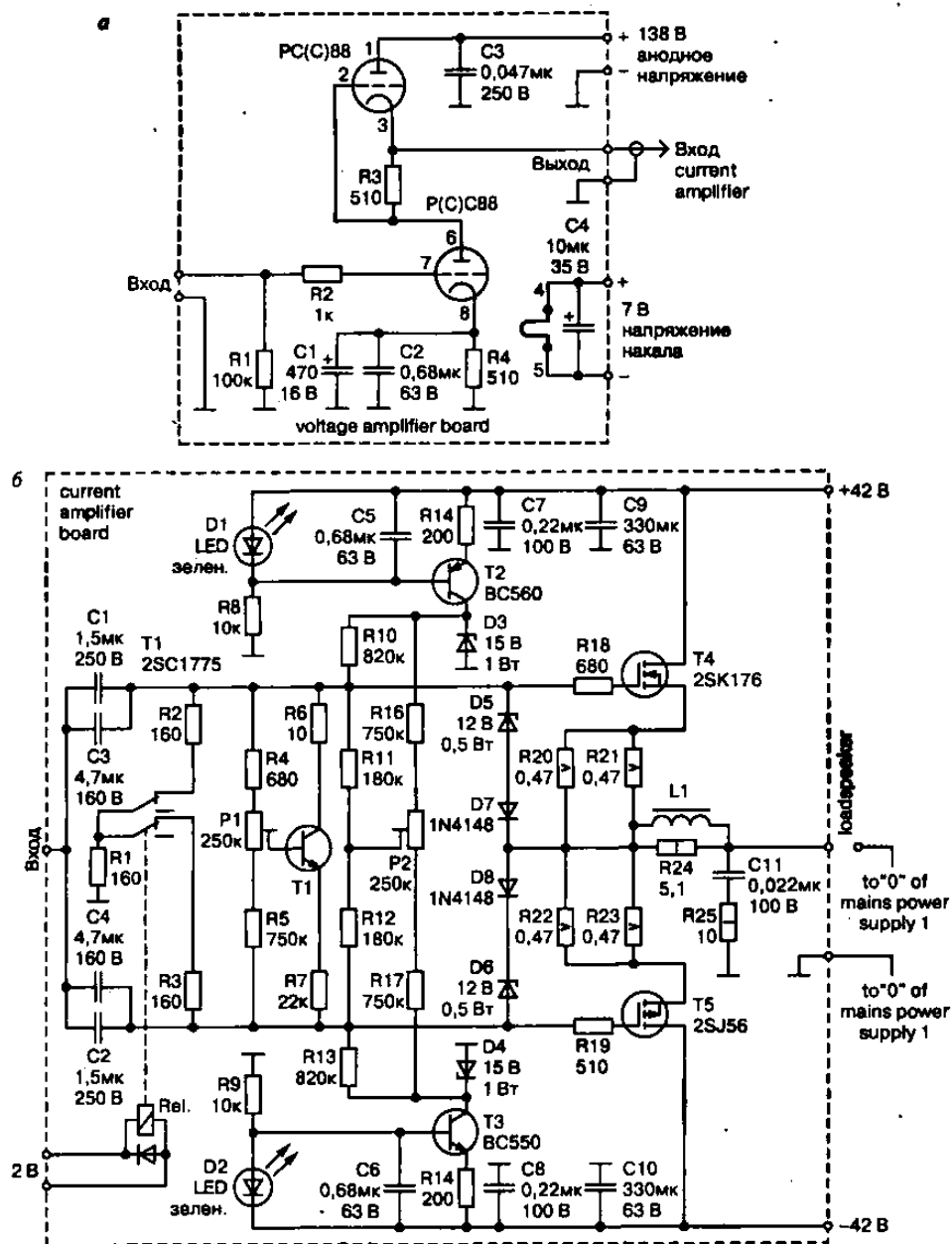


Рис. 21.3. Схема гибридного лампово-полевого УМЗЧ:
 а — ламповый усилитель напряжения; б — усилитель тока на полевых транзисторах

Гибридный лампово-полевой High-End УНЧ с разделительным трансформатором

Гибридные лампово-полевые High-End УНЧ (рис. 21.4) становятся все более популярными ввиду того, что они обеспечивают более удачное, чем чисто ламповые, согласование с низкоомной нагрузкой. Такие усилители не охватываются ООС. Поэтому качество их звучания зависит от каждого пассивного элемента, в том числе в значительной степени от разделительных межкаскадных конденсаторов.

Уим де Хэан после длительных экспериментов пришел к выводу, что лучшим разделительным конденсатором является согласующий трансформатор, который хорош еще и тем, что позволяет избавиться от также далеко не улучшающей звук резистивной нагрузки в цепи анода каскада усилителя напряжения.

В связи с дороговизной согласующих трансформаторов известных японских фирм Tango и Tamura автор остановился на более приемлемом по цене шведском Lundahl LL1660 (<http://www.lundahl.se>). Он выполнен на витом стержневом с-образном сердечнике с соотношением витков 1:(1+1) и первичной обмоткой индуктивностью 33 Гн, допускающей протекание постоянного анодного тока 20 мА.

Резисторы в цепях затворов полевых транзисторов и параллельные вторичным обмоткам обеспечивают эффективное подавление побоч-

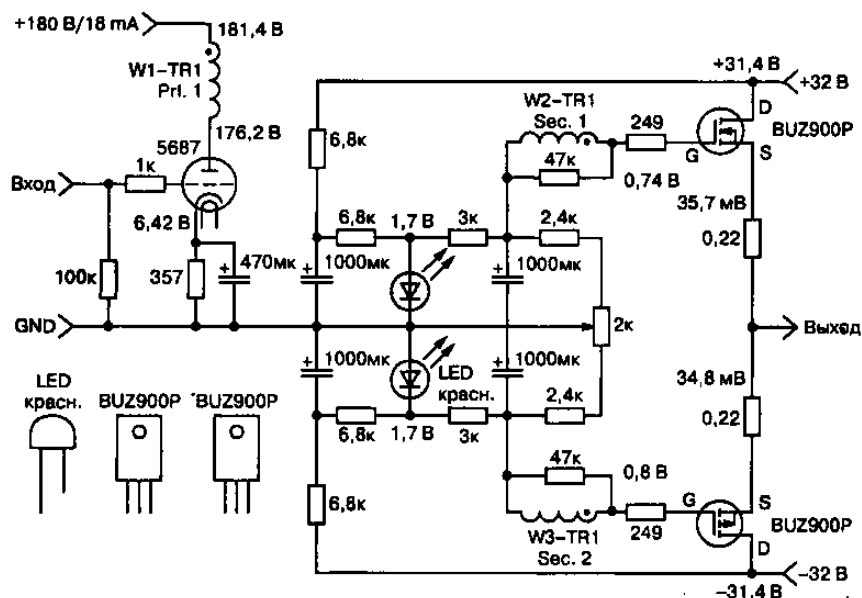


Рис. 21.4. Схема гибридного лампово-полевого High-End УНЧ

ных резонансов индуктивности обмоток с их паразитной емкостью и входной емкостью полевых транзисторов, благодаря чему АЧХ усилителя по уровню -1 дБ простирается от 14 Гц до 45 кГц. Коэффициент гармоник при выходной мощности 1 Вт составил 0,26%, 10 Вт — 0,36%, 36 Вт — 0,6%, коэффициент демпфирования 6,8 на частоте 100 Гц [4].

Гибридный полевой-биполярно-ламповый УМЗЧ с предельной симметрией всех каскадов

Гибридный полевой-биполярно-ламповый УМЗЧ с предельной симметрией всех каскадов (рис. 21.5) описал Петр Горецки. Входной диффузитель на паре полевых 2SK68A вместе с высоковольтными биполярными 2SC1941 образуют каскод, одновременно выполняющий функции фазоинвертора для выходной двухтактной ступени на EL34 в триодной включении.

Статическую балансировку выполняют триммером 5 кОм в цепи подачи фиксированного смещения на управляющие сетки, а динамическую — 2-килоомным триммером в цепи питания коллекторов биполярных транзисторов. Несмотря на наличие транзисторов, усилитель выполнен без ООС и обладает явно выраженным «ламповым» звуком [5].

Лампо-поле-биполярно-микросхемный бестрансформаторный УМЗЧ без ООС

Игорь Бондаренко (г. Полтава) разработал усилитель, в котором предложил заменить выходной каскад лампового однотактника транзисторным «эквивалентом», как можно точнее сохранив при этом специфику звучания, а затем и решить, оправдан ли такой подход.

Первый каскад усилителя (рис. 21.6) построен на двойном триоде VL1 по схеме SRPP с целью уменьшения собственной нелинейности и увеличения нагрузочной/перегрузочной способности и особенностей не имеет.

Выходной каскад построен на полевом транзисторе VT1 по схеме мощного истокового повторителя, нагруженного на генератор тока на составном транзисторе VT2VT3 и VT4. «Интуитивно» предполагалось, что он должен иметь следующие свойства:

- обладать высоким входным сопротивлением (т. е. не шунтировать ламповый каскад);

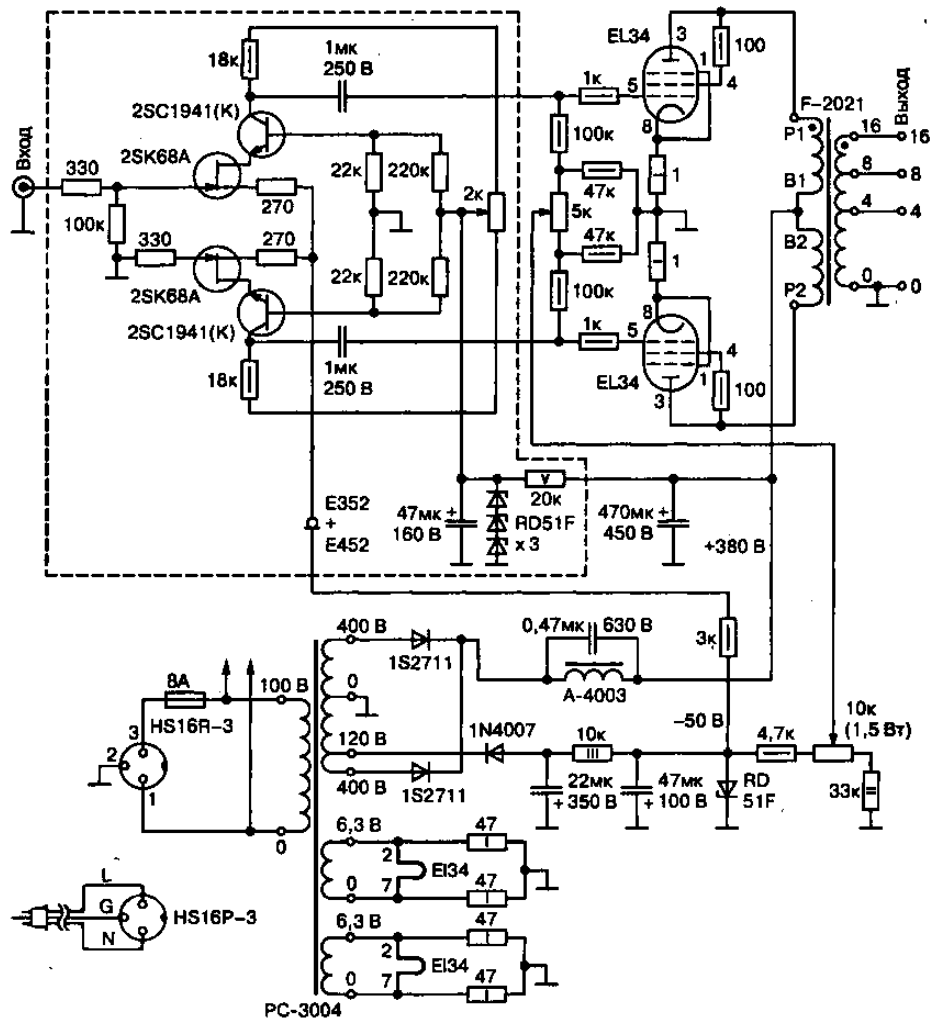


Рис. 21.5. Схема гибридного полево-биполярно-лампового УМЗЧ

- ♦ быть однотактным (работать в классе А);
- ♦ быть выполненным на полевом транзисторе (близость ВАХ к таковым у вакуумных триодов);
- ♦ не иметь сверхнизкого выходного сопротивления (равно как и выходного трансформатора);
- ♦ не быть охваченным ООС.

Такое схемное решение, возможно, несколько необычно и не позволяет достигнуть высокого КПД. Но велик ли КПД у ламповых усилителей? Зато исключает проблемы, связанные с коммутацией выходных

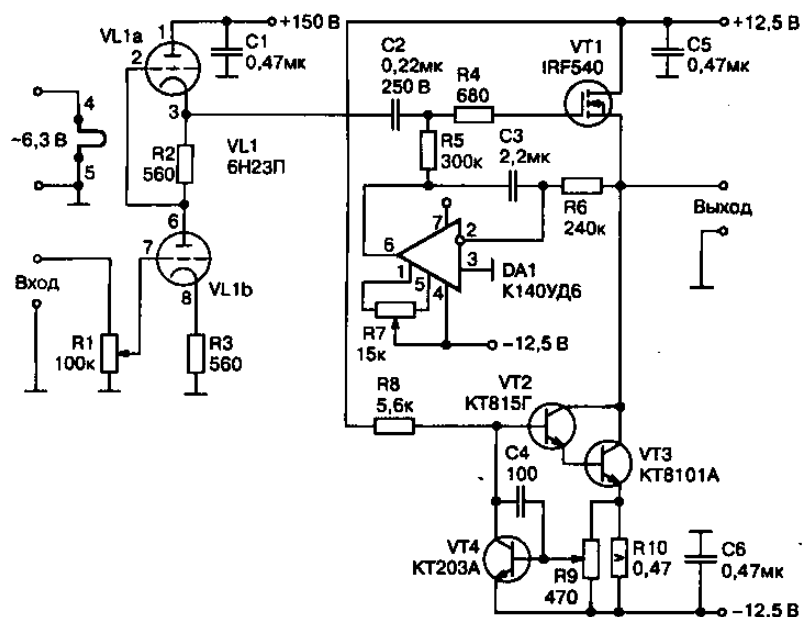


Рис. 21.6. Схема лампо-поле-биполярно-микросхемного бестрансформаторного УМЗЧ без ООС

транзисторов и некомплементарностью их характеристик, что имело бы место при традиционном исполнении выходного каскада двухтактным в классе АВ. Особенно, если учесть тот факт, что усилитель не охвачен ООС, и такая нелинейность не компенсируется.

Несколько слов об «автоматике». Интегратор на DA1 имеет эквивалентную частоту среза $1/(2\pi R_6 C_3) = 3$ Гц. Он поддерживает нулевой потенциал на выходе усилителя. Иными словами, интегратор уравнивает постоянную составляющую тока, протекающего через VT1, с током коллекторов VT2+VT3. Таким образом, ток покоя VT1 равен сумме токов коллекторов VT2+VT3, но противоположен по направлению и регулируется резистором R9, а переменная составляющая ответвляется в нагрузку.

На рис. 21.7 показаны АЧХ всего усилителя (сплошная линия) и выходного каскада (штрих-пунктирная) при выходной мощности -3 дБ от максимальной, а на рис. 21.8 — снятые на выходе усилителя (на эквиваленте нагрузки) осциллограммы при испытании его прямоугольными импульсами частотой 20 кГц и 50 Гц.

Характеристики. Чувствительность усилителя 0,55 В, максимальная выходная мощность на нагрузке 4 Ом равна 12 Вт, выходное сопротивление — около 0,25 Ом.

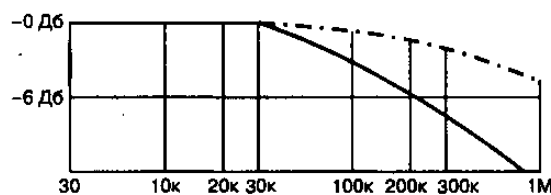


Рис. 21.7. АЧХ всего усилителя (сплошная линия) и выходного каскада (штрих-пунктирная)



Рис. 21.8. Осциллограммы сигнала выходе усилителя при подаче на вход меандра частотой 20 кГц и 50 Гц

Настройка. Процедура настройки сводится к установке резистором R9 необходимого тока покоя (около 2,5 А). Этот ток контролируется по падению напряжения на резисторе R10 и (более точно) — по симметричному ограничению полуволн синусоиды на выходе усилителя при его испытании на эквивалент нагрузки.

Резистором R7 устанавливают нулевой потенциал на выходе усилителя, в дальнейшем он поддерживается автоматически.

Питание. Транзисторная часть усилителя (каждый канал) питается от собственного выпрямителя — мостик и 2×22000 мкФ \times 16 В.



Внимание.

При повторении конструкции следует уделить особое внимание эффективному отводу тепла от транзисторов VT1, VT3, так как даже в режиме покоя на них рассеивается внушительная мощность (по 30 с лишним ватт).

Следует отметить, что при замене полупроводниковой части усилителя традиционным одноканальником на вакуумном триоде субъективное сравнение характеров звучания не выявило существенной разницы. Разве что в ламповом варианте слегка «подрезался» басовый регистр.

Звук становился более «холодным и рассудительным» при замене всего комплекта на промышленный JVC A-X40:

- ♦ входной дифкаскад;
- ♦ дифференциально-каскадный усилитель напряжения;
- ♦ нагруженный на генератор тока;

- ♦ трехкаскадный двухтактный эмиттерный повторитель с плавающим смещением «Super A»;
- ♦ $K_r < 0,007\%$.

И даже увеличение его выходного сопротивления не оказывало существенного влияния на положение вещей [14].

Гибридный УМЗЧ Уим де Жегера

Уим де Жегер посчитал, что расширение полосы частот современных цифровых аудиоканалов таких форматов, как SACD и DVD-audio (частота дискретизации 192 кГц теоретически обеспечивает полосу 96 кГц) не может больше оставаться незамеченным сторонниками High-End. Ведь большинство ламповых УМЗЧ едва дотягивает до 20—30 кГц.

А если есть хотя бы мизерный полезный сигнал между 20 и 96 килогерцами, то аудиофильский максимализм требует, чтобы он был воспроизведен или, по крайней мере, не тормозился в усилителе и подвинулся к акустической системе.

Разработанный им гибридный УМЗЧ (рис. 21.9) обеспечивает полосу полной мощности 30 Гц — 100 кГц и малосигнальную АЧХ от 10 Гц до 170 кГц. Функции усилителя напряжения и фазоинвертора выполняет дифкаскад на составных транзисторах Q1Q3, Q2Q4 с генератором тока (6 мА) Q8 в эмиттерных цепях и усовершенствованным токовым зеркалом Q5Q6Q7 в коллекторных.

Для непосредственной раскачки ламп требуется значительное напряжение. Поэтому питание дифкаскада — высоковольтное асимметричное +50 / –100 В. При этом все примененные транзисторы — р-п-р BF423 и п-р-п BF422 выдерживают $U_{кз} = 250$ В. Парафазные напряжения поступают на управляющие сетки лентодов B1, B2 EL34 (отеч. аналог 6П27С) в ультралинейном включении.

ООС по переменному току глубиной около 15 дБ с вторичной обмотки выходного трансформатора через R27C10/R24 замыкается на один из входов дифкаскада. Сюда же через компаратор-интегратор на ОУ и R26C3R25/R24 заводится напряжение обратной связи по постоянному току, выравнивающей катодные и анодные токи ламп.



Примечание.

Так устраняется постоянная составляющая магнитного потока в магнитопроводе выходного трансформатора и тем самым предотвращается деградация его магнитных свойств.

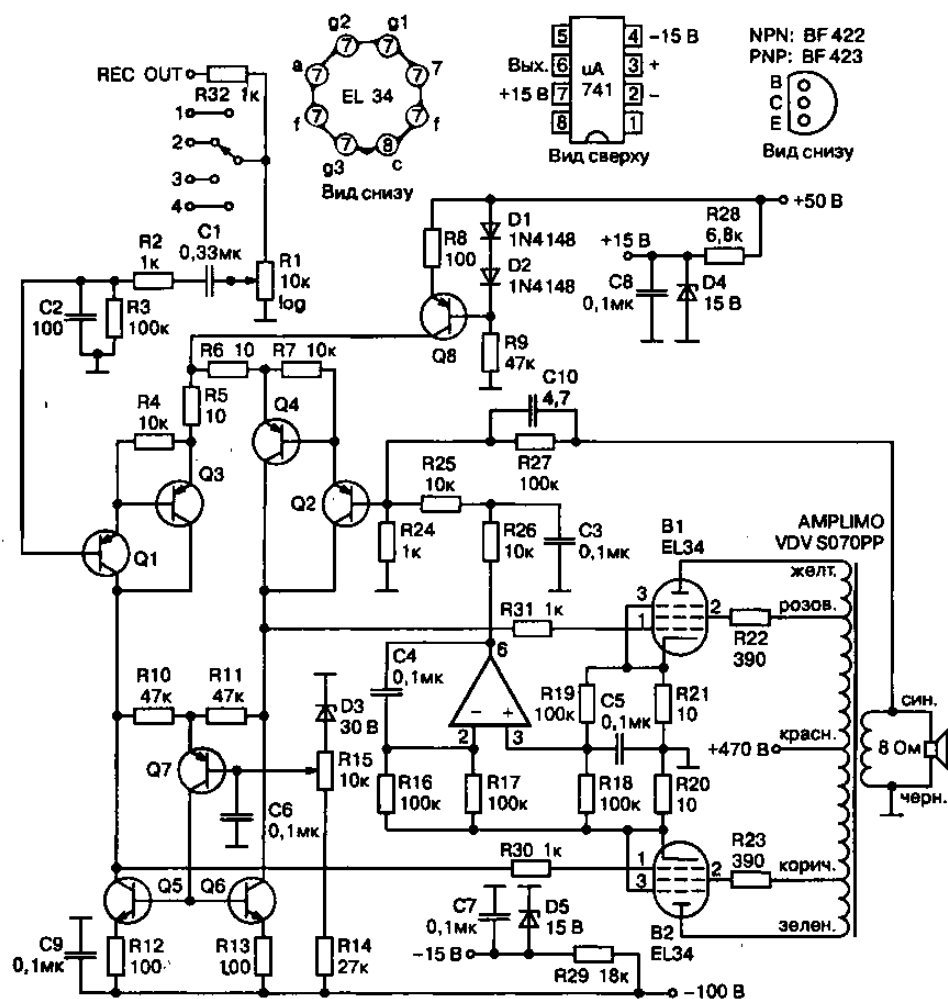


Рис. 21.9. Схема гибридного УМЗЧ Уим де Жегера

Регулировку фиксированного смещения (около -35 В) на управляющих сетках ламп выполняют резистором R15 так, чтобы начальные токи анодов составляли 40 мА. Выходной тороидальный трансформатор VDV3070PP Amplimo доступен в готовом виде за 277 евро (http://www.amplimo.nl/en-us/dept_17.html#item_173). Его первичная обмотка рассчитана на $R_{a1}=2757$ Ом и имеет «ультралинейные» отводы от 40%; диаметр и высота трансформатора в экране 126 и 66 мм, номинальная мощность 70 Вт. Схема блока питания показана на рис. 21.10.

Параметры усилителя: номинальное входное напряжение 170 мВ, выходное сопротивление 0,9 Ом, коэффициент гармоник при выход-

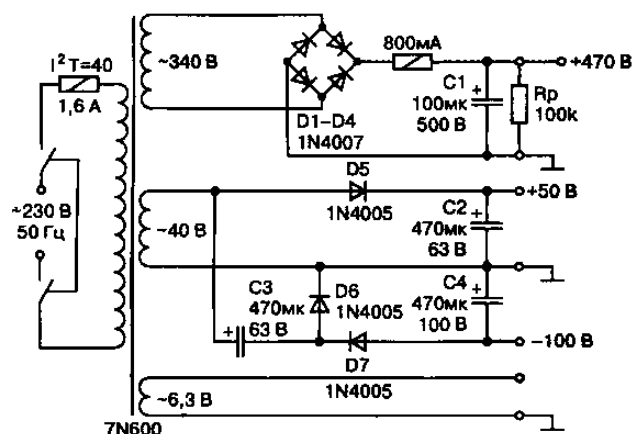


Рис. 21.10. Схема блока питания

ной мощности 40 Вт/ 8 Ом на частоте 100 Гц — 0,35%, 1 кГц — 0,26%, 10 кГц — 0,78%, 100 кГц — 2,6%; АЧХ указана выше; отношение сигнал/шум 88 дБ невзв. или 95 дБА [8].

Гибридный УМЗЧ Джеффа Маколэя

Джефф Маколэй при разработке гибридного УМЗЧ (рис. 21.11) руководствовался тем, что ламповые усилители обычно звучат лучше транзисторных на средних частотах, но уступают в детальности и энергетике на краях звукового диапазона.

Описываемый усилитель обеспечивает 80 Вт на 8-омной нагрузке при коэффициенте гармоник $K_g < 0,04\%$ (1 кГц), полосе 5 Гц — 35 кГц (20 Вт, -3 дБ) и отношении сигнал/шум более 100 дБ.

Единственный каскад усиления напряжения выполнен на биполярном транзисторе Q1 2SC2547E с динамической нагрузкой (SRPP) на триоде V1 ECC88.



Примечание.

Применение транзистора обеспечило значительно большее (примерно на порядок) усиление каскада, чем у вакуумного триода, а динамическая нагрузка обеспечила практически «ламповую» линейность.

Выходной каскад сформирован как двухтактный истоковый повторитель на комплементарной паре мощных полевых транзисторов Q3

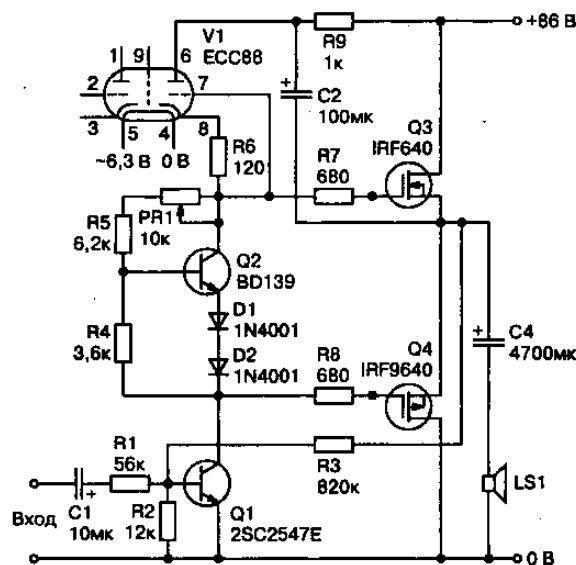


Рис. 21.11. Схема гибридного УМЗЧ Джеффа Маколэя

IRF640, Q4 IRF9640. Их рабочую точку (начальный ток покоя) устанавливают триммером PR1 при налаживании. Причем Джефф не приводит конкретных цифр начального тока стока Q3, Q4.

Он настаивает на необходимости проведения этой регулировки под конкретные экземпляры транзисторов на слух до момента исчезновения искажений при негромком воспроизведении высококачественной фонограммы. Причем перед первым включением движок PR1 необходимо перевести в левое по схеме положение, обеспечивающее минимальный ток покоя.

Термостабилизацию тока покоя обеспечивает монтаж Q2 BD139 на общем радиаторе Q3/Q4 (площадью не менее 300 см²).



Примечание.

Транзисторы монтируют через изолирующие теплопроводные прокладки.

Конденсатор C2 и резистор R9 формируют привычную для транзисторных усилителей цепочку вольтодобавки. В данном случае она помогает лампе V1 обеспечивать нормальную раскачку выходной ступени при относительно невысоком анодном напряжении.

Кстати, примерно 10-секундный разогрев V1 избавляет от броска тока через C4 и акустическую систему при включении питания уси-

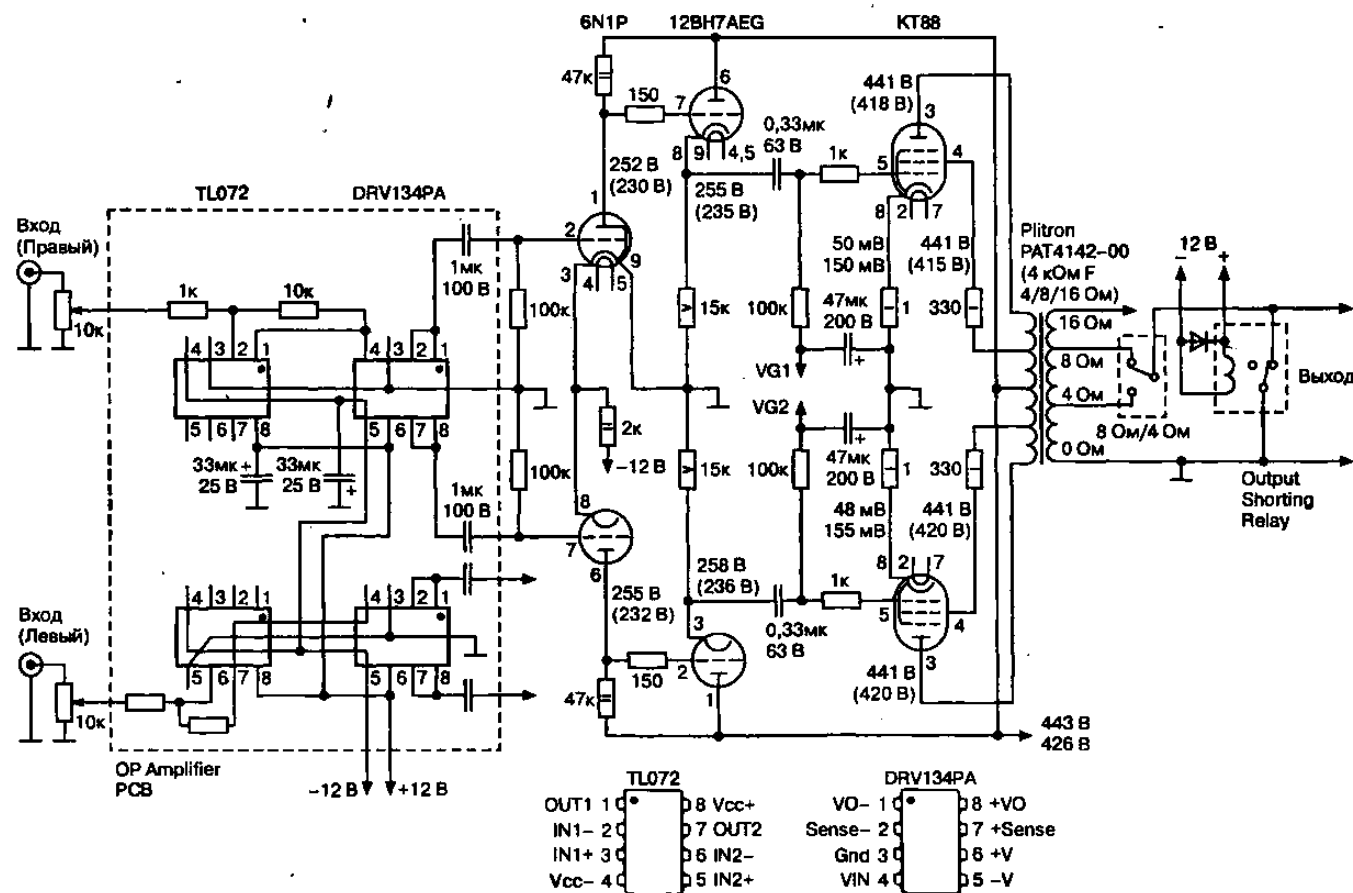


Рис. 21.13. Схема гибридного УМЗЧ Сатору Кобаяши

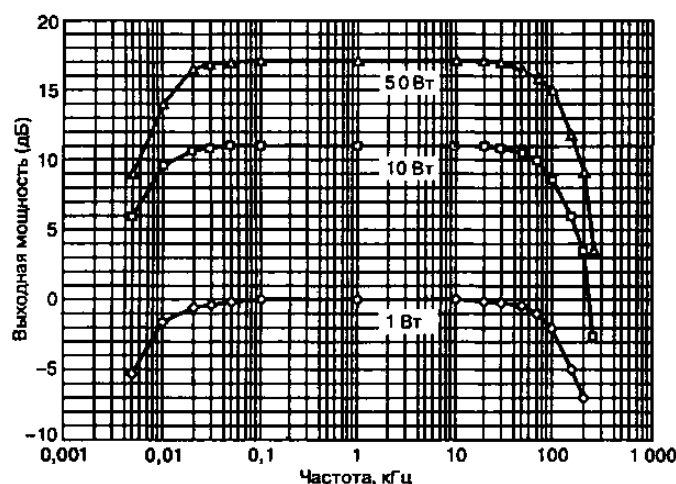


Рис. 21.14. Графики АЧХ усилителя

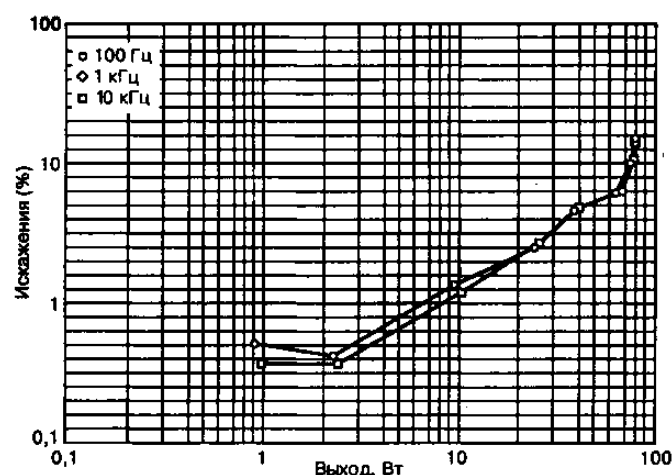


Рис. 21.15. Графики коэффициента гармоник усилителя в функции частоты и мощности

Блок питания выполнен по обычной схеме и формирует накал, анодное +450 В (сглаживающий фильтр 270 мкФ/550 В — электролитический конденсатор Nichicon), напряжение фиксированного смещения –45...–60 В/3 мА (подается на VG1, VG2 и регулируется так, чтобы начальный ток катода ламп выходного каскада составил 50 мА, что эквивалентно напряжению 50 мВ на 1-омных резисторах в цепях их катодов), двухполярное ± 12 В для микросхем [7].

Гибридная «полупроводниково-вакуумная» схема выпрямителя анодного напряжения мощного лампового УМЗЧ

Гибридная «полупроводниково-вакуумная» схема выпрямителя анодного напряжения мощного лампового УМЗЧ (рис. 21.16), которую предложил Макольм Ваттс, имеет преимущества как по отношению к чисто полупроводниковым, так и чисто кенотронным выпрямителям.

С одной стороны, применение двух полупроводниковых диодов благодаря мостовой схеме позволяет обойтись без удвоения числа витков анодной обмотки сетевого трансформатора.

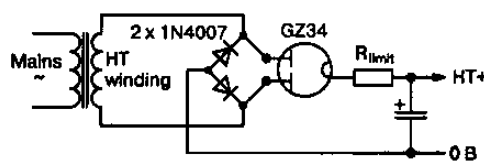


Рис. 21.16. Гибридная «полупроводниково-вакуумная» схема выпрямителя анодного напряжения мощного лампового УМЗЧ



Примечание.

Типовая чисто ламповая схема с двумя кенотронами требует заземленный отвод от средней точки.

С другой стороны, как и любой кенотронный выпрямитель с непрямокальными катодами, рассматриваемая схема обеспечивает задержку появления анодного напряжения при включении, что крайне желательно для продления срока службы мощных ламп выходных каскадов.

При использовании чисто полупроводниковых выпрямителей приходится для задержки включения анодного напряжения вводить дополнительный выключатель или реле времени. А это дорого и неудобно [3].

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

МИНИСПРАВОЧНИК ПО ЛАМПАМ ДЛЯ ЗВУКОВОГО HIGH-END

В части предельно допустимых режимов указаны данные изготовителей электронных ламп Svetlana, Sovtek, Gold Aero, Sylvania, General Electric, а реальные измерения вольтамперных анодных характеристик выполнены итальянской фирмой Аудиоматика.

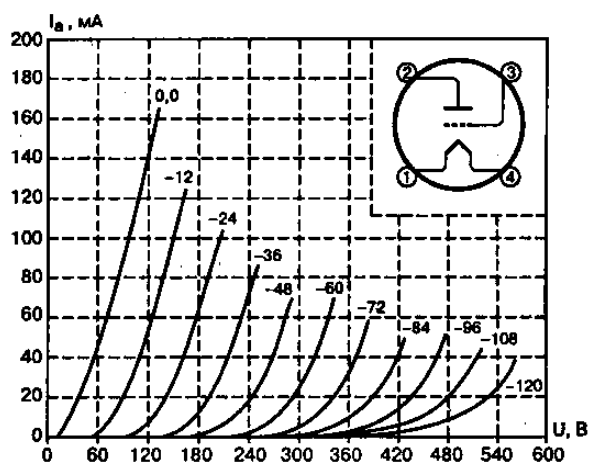
Характеристики популярных усилительных ламп приведены в табл. П1.1 [15].

Характеристики популярных усилительных ламп

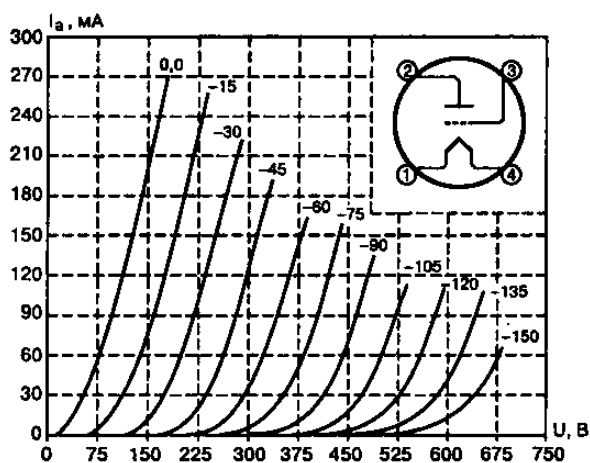
Таблица П1.1

Тип лампы	Накал		Анод			Сетка		
	Напряжение, В	Ток, А	Напряжение, В	Ток, мА	Мощность, Вт	Напряжение, В	Ток, мА	Мощность, Вт
2A3	2,5	2,5	300	125	15	-	-	-
300B	5	1,2	450	100	40	-	-	-
6C33C	2x6,3	2x3,3	400	600	60	-	-	-
6C19П	6,3	1	350	140	11	-	-	-
6C41C	6,3	2,7	300	350	30	-	-	-
3CX300A1	6,3	2,65	1800	470	300	-400	0	1
VV30B	5	1,2	550	160	65	-	-	-
RB300	6,3	2,65	1800	470	300	-400	-	1
6550	6,3	1,6	800	230	40	600	-	7
6L6-GC5881	6,3	0,9	500	270	30	450	35	5
807	6,3	0,9	400	125	25	400	-	-
EL346П27C	6,3	1,5	800	140	25	425	50	8
KT66	6,3	1,3	550	200	25	550	-	3,5
KT77	6,3	1,5	800	140	25	425	50	8
KT88KT99A	6,3	1,6	800 (850)	230	40 (50)	600	-	7
5998	6,3	2,4	250	125	13	-	-	-
EL846П14П	6,3	0,76	300	65	12	300	-	2

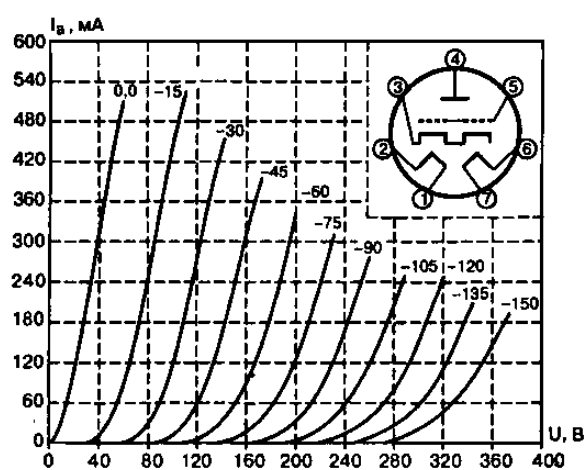
2A3



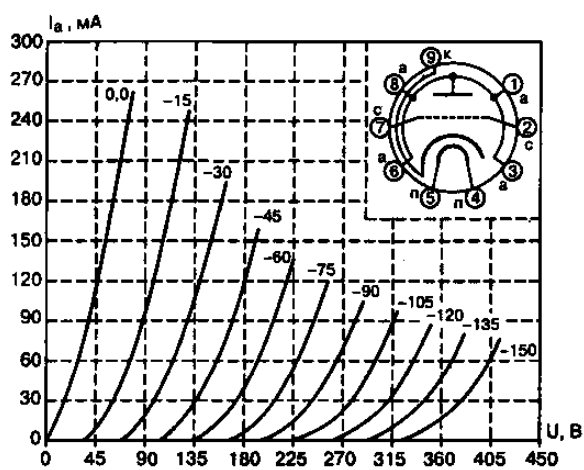
300B



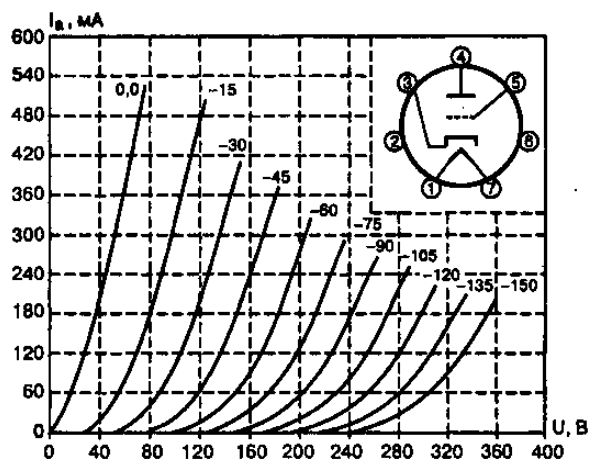
6C33C



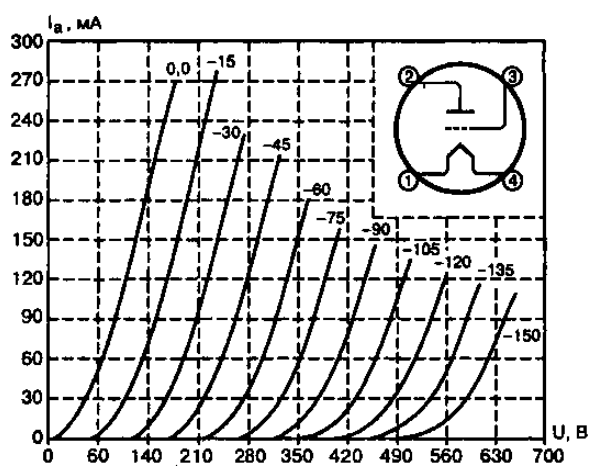
6C19П



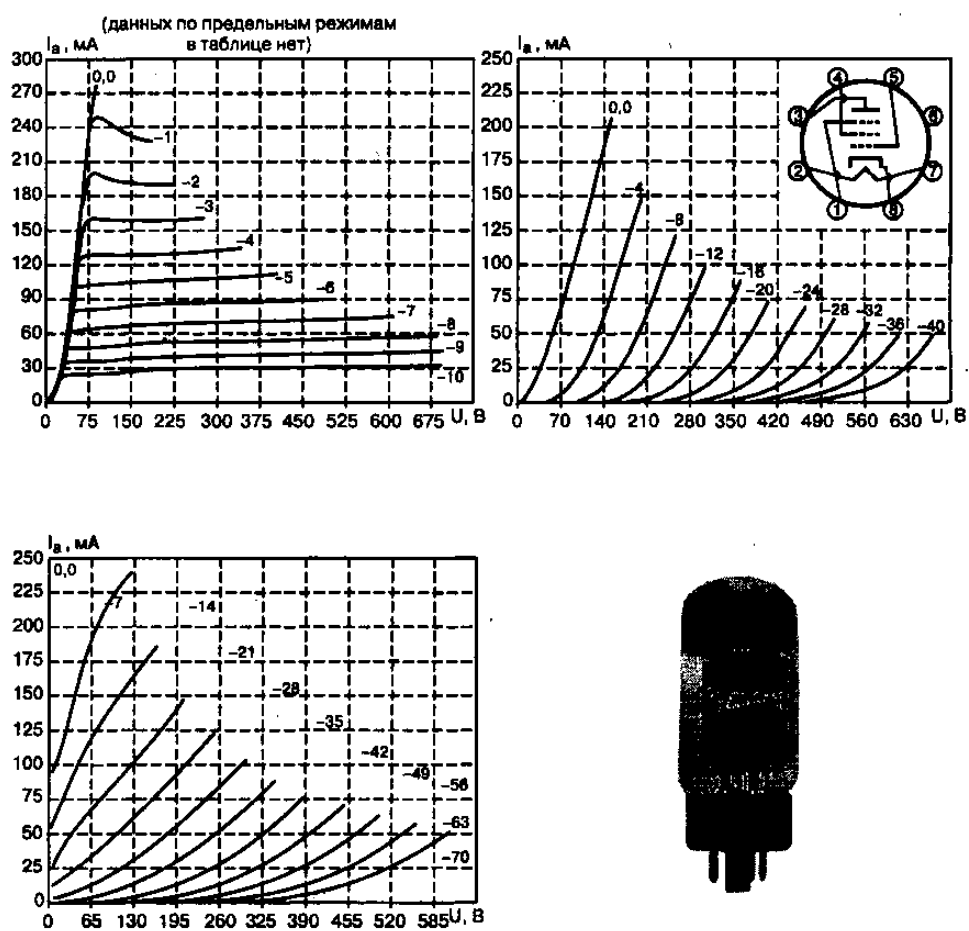
6C41C



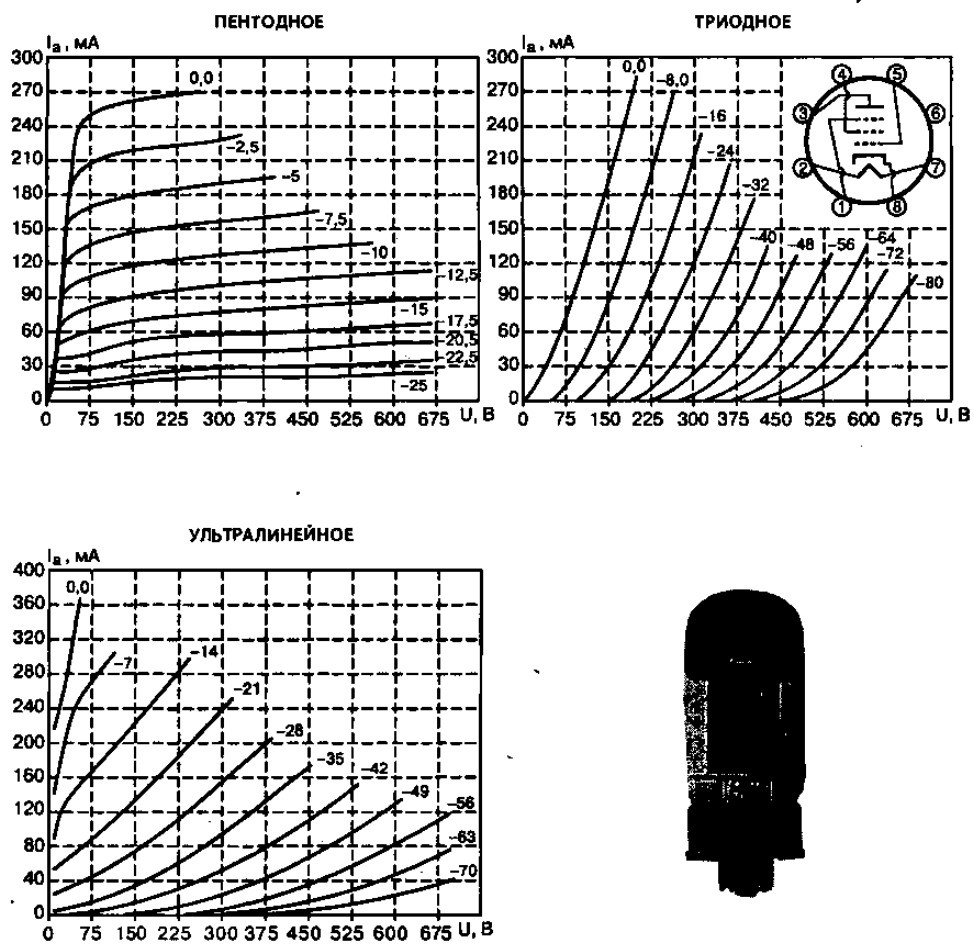
VV30B



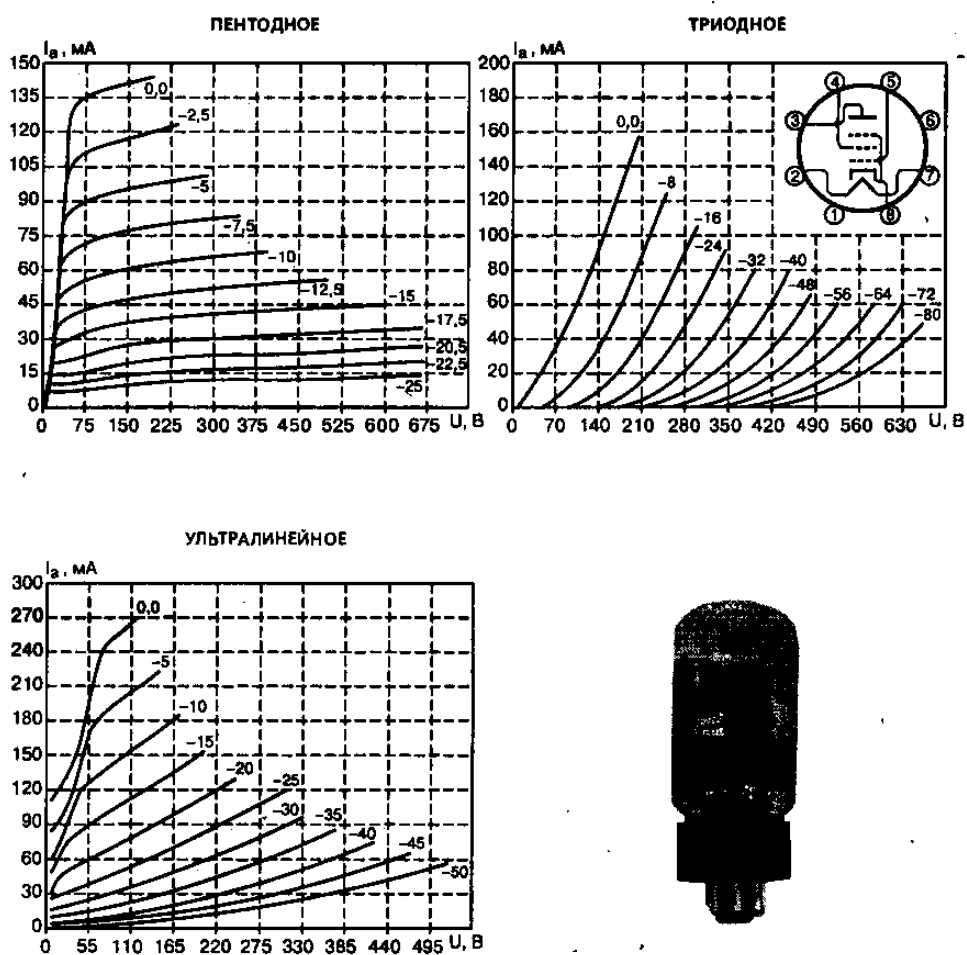
8417



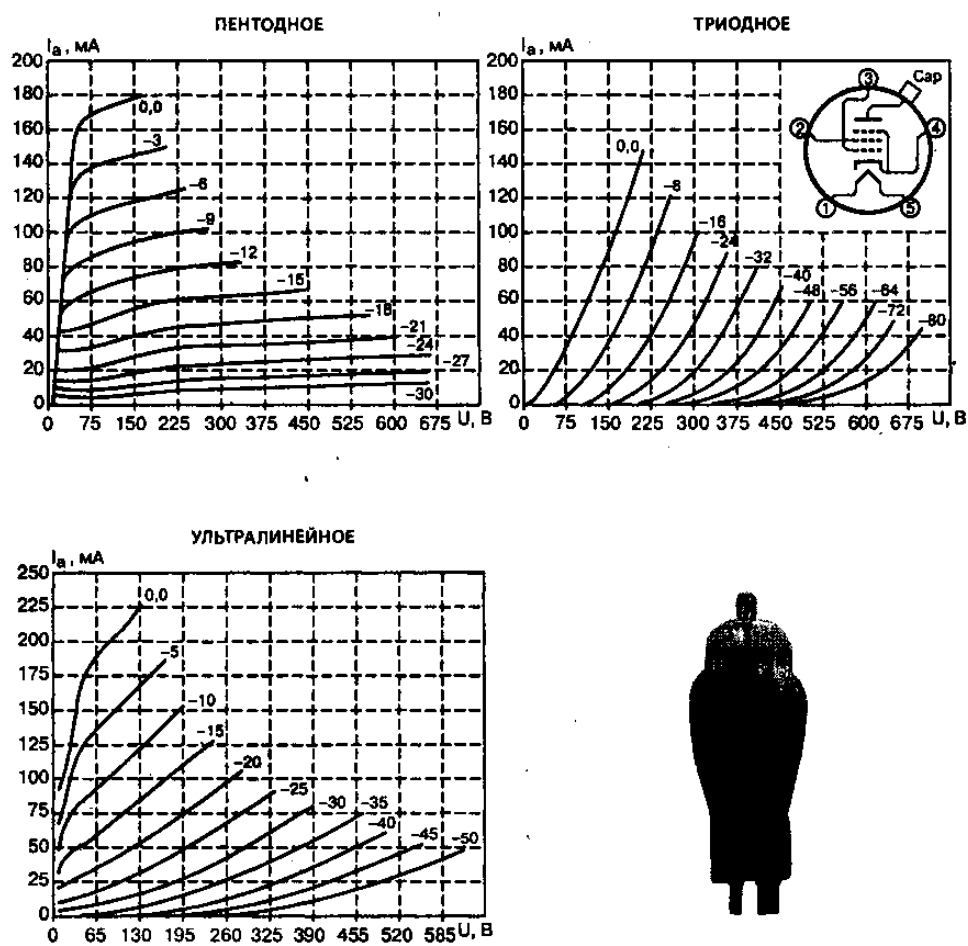
6550



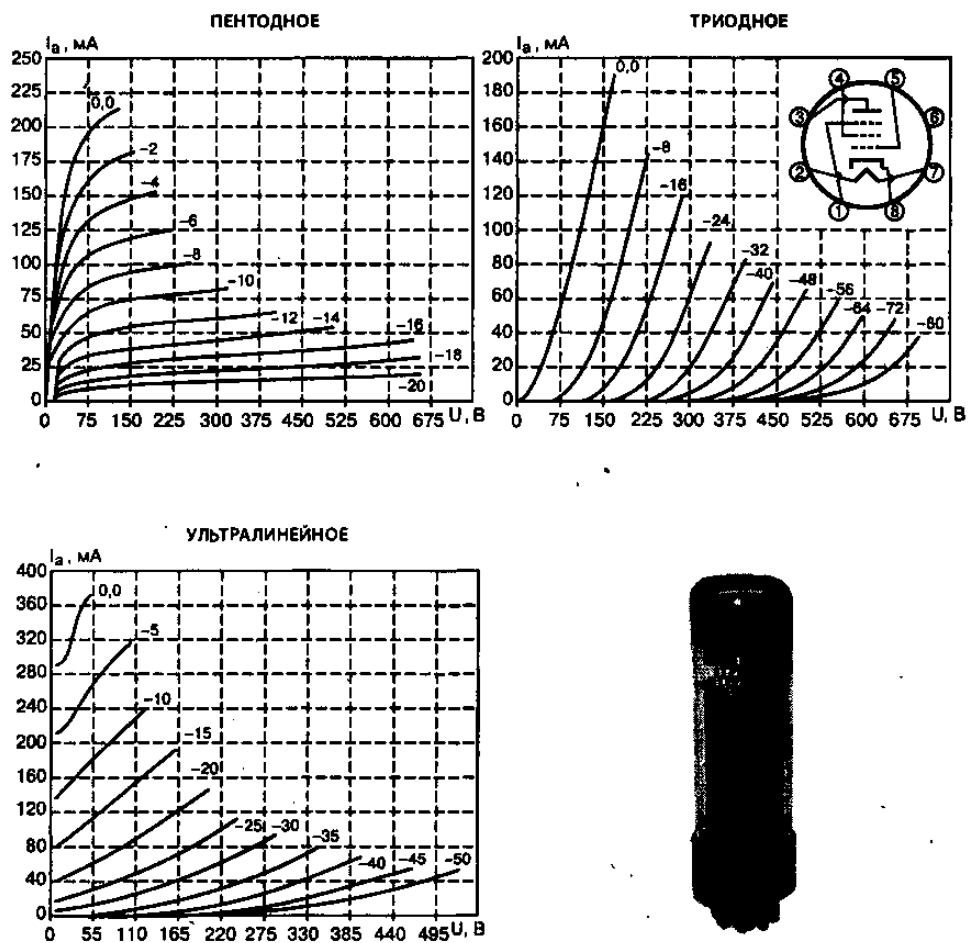
6L6+GC



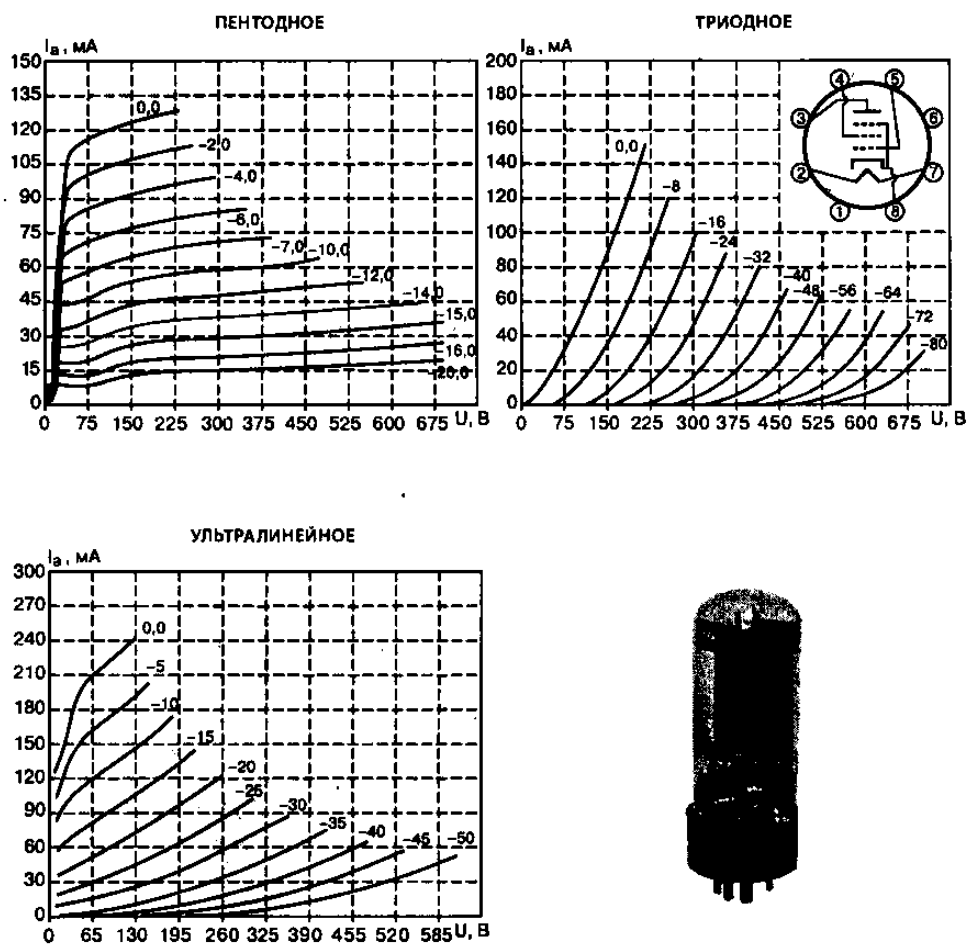
807



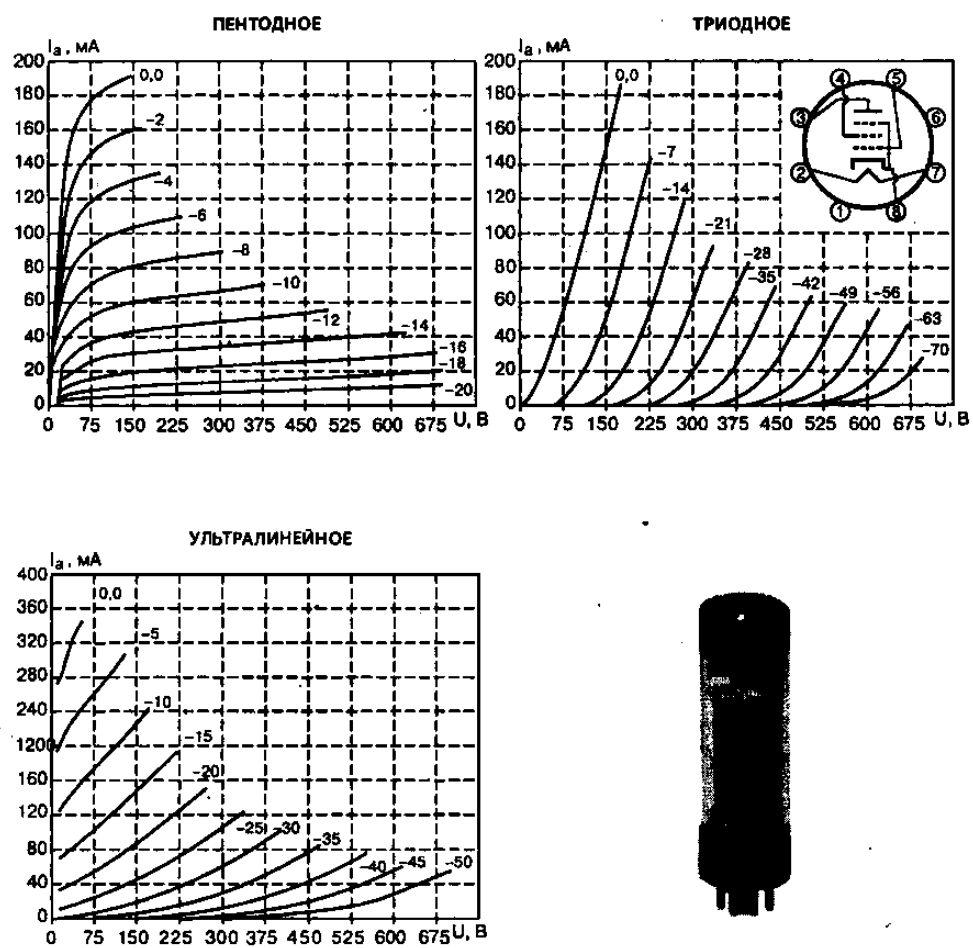
EL34



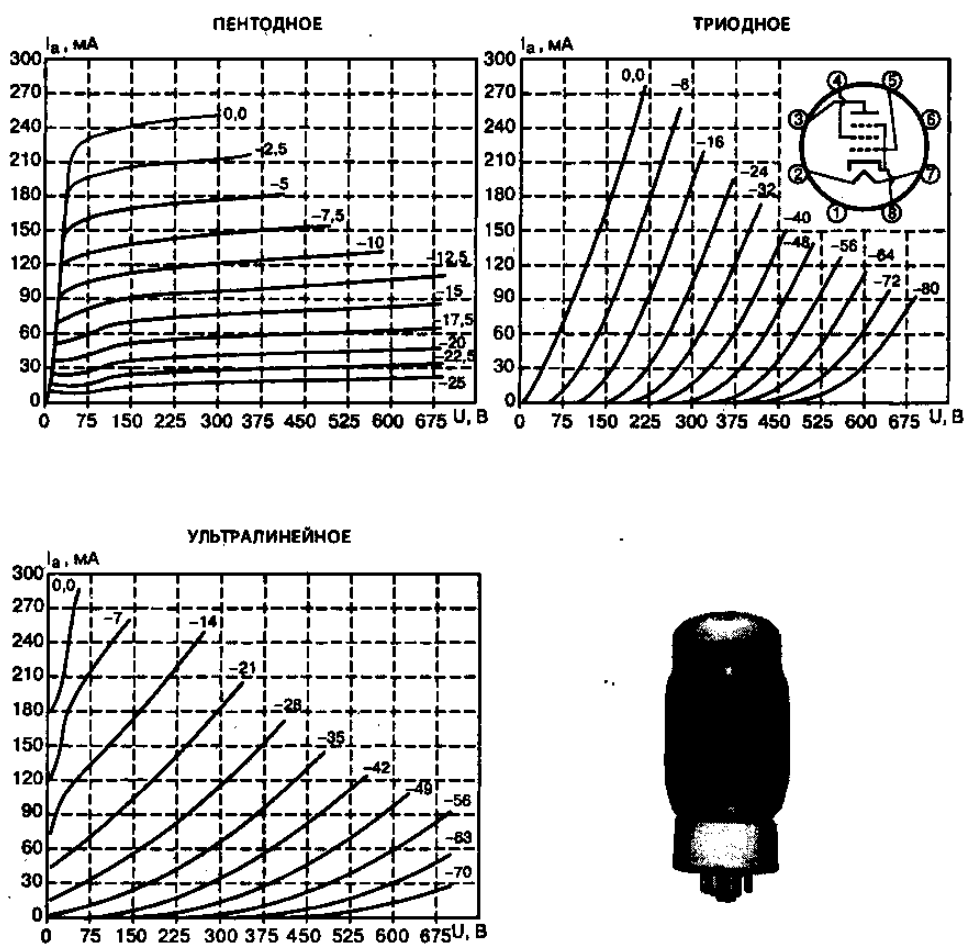
KT66



KT77

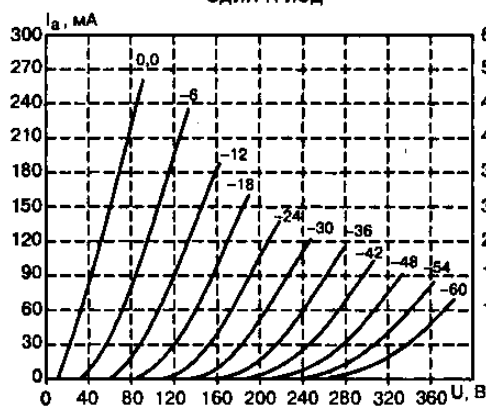


KT88

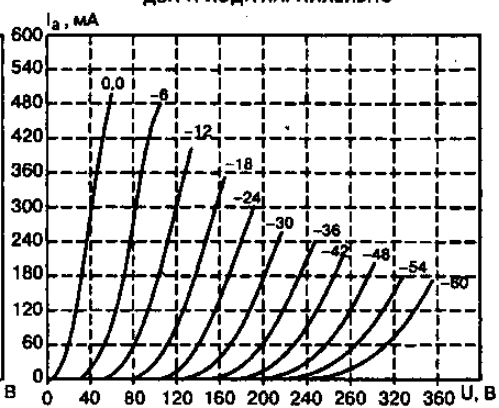


KT5998

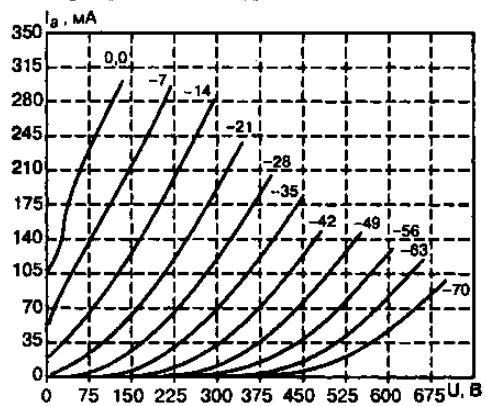
ОДИН ТРИОД



ДВА ТРИОДА ПАРАЛЛЕЛЬНО



ВАХ ВТОРОГО УЛЬТРАЛИНЕЙНОГО РЕЖИМА



ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ЗАРУБЕЖНЫЕ АНАЛОГИ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ РАДИОЛАМП ЗВУКОВОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Отечественная лампа	Зарубежные аналоги	Отечественная лампа	Зарубежные аналоги
2С3	2A3	6Ж7	6J7, Z63, ~6W7 ($I_{\text{н}}=0,1$ А)
5Ц3С	5U4G, 5A54, 5Z10, U52, ~5AQ4	6Ж8	6SJ7
5Ц4М	5Z4, 5Y3GT, U50, ~GZ30	6Ж9П	E180F, EF861, E186F
5Ц4С	5Z4G, 5W4G ($I_{\text{н}}=1,5$ А)	6Н1П	ECC87
6С6	6B4G	6П14П	EL84, N709, 6BQ5, 6L40
6Н10С	6SC7	6П18П	EL82, N329, 6DY5
6Н13С	ECC230, 6AS7-G	6П20С	6CB5A
6Н14П	ECC84, 6CW7	6П27С	EL34
6Н15П	ECC31, ECC91, 6J6	6П31С	EL36, 6CM5
6Н23П	E88CC, ~ECC88, 6DJ8 ($I_{\text{н}}=0,365$ А)	6П33П	~EL86, 6CW5 ($I_{\text{н}}=0,86$ А)
6Н24П	ECC89, 6FC7	6П36С	EL500, 6GB5
6Н27П	ECC86, 6GM8	6П3С	6L6G 6CN5
6Н2П	6CC41, ECC41	6П6С	6V6GT, 6AY5
6Н3П	2C51, 6CC42	6П7С	6BG6G
6Н5С	ECC230, 6AS7-G	6П9	6AG7, 6AK7, 6L10
6Н7С	6N7GT	6С1П	9002
6Н8С	B65, ECC32, 6CC10, 65N7GT	6С20С	6BK4
6Н9С	6SL7, 6SU7, ~ECC35 ($I_{\text{н}}=0,4$ А)	6С2П	EC98, 6C31, 6J4
6Е3П	EM84	6С2С	L63, 6J5GT
6Ж11П	E280F	6С4С	6B4G, AD1
6Ж1П	EF95, 6AK5, 6F32	6С51Н	7586
6Ж2П	6AS6, 6F33	6С52Н	7595
6Ж3	6SH7	6С5С	6C5GT
6Ж32П	EF86, EF866, Z729, 6BK8, 6CF8	6Ф1П	ECF80, 6BL8, ~ECF82, 6AX8, 6U8
6Ж3П	EF96, 6AG5, 6BC5	6Ф3П	ECL82, 6BM8
6Ж4	6AC7, 6AJ7, 6F10	6Ф4П	ECL84, 6DQ8, 6DX8
6Ж40П	EF98, 6ET6	6Ф5С	H63, 6F5GT
6Ж4П	EF94, 6AU6	6Ф5фП	ECL85, 6GV8
6Ж5П	6AH6, 6F36	6Ф6С	N63, 6F6GT
6Ж6С	Z-62D		

ЛИТЕРАТУРА

1. Бестрансформаторная схема — OTL: достоинства и недостатки // *Н. Сухов, В. Широков, г. Киев, «Радиолюбби» №4/1998, с. 4—13.*
2. Восьмиваттный SE Дона Кэнга // «AudioXpress» №3/2004, с. 20—31 и «Радиолюбби» №2/2004, с. 12, 13.
3. Гибридная «полупроводниково-вакуумная» схема выпрямителя анодного напряжения мощного лампового УМЗЧ // «Electronics World + Wireless World» №8/1999, с. 650 и «Радиолюбби» №4/1999, с. 13.
4. Гибридный лампово-полевой High-End УНЧ с разделительным трансформатором // «Electronics World incorporating Wireless World» №3/2000, с. 198, 199 и «Радиолюбби» №2/2000, с. 11.
5. Гибридный полевой-биполярно-ламповый УМЗЧ с предельной симметрией всех каскадов // «Elektronika dla Wszystkich» №7/2000, с. 13 и «Радиолюбби» №4/2000, с. 16.
6. Гибридный УМЗЧ Джеффа Маколэя // «Electronics World» №3/2004, с. 48—51 и «Радиолюбби» №3/2004, с. 10, 11.
7. Гибридный УМЗЧ Сатору Кобаяши // «AudioXpress» №6/2004, с. 34—43 и «Радиолюбби» №4/2004, с. 18, 19.
8. Гибридный УМЗЧ Уим де Жегера // «Electronics World» №2/2003, с. 46—48 и «Радиолюбби» №1/2003, с. 16.
9. Гибридный фазоинвертор А. Д. ван Дорна для лампового УМЗЧ // «AudioXpress» №3/2003, с. 72 и «Радиолюбби» №2/2003, с. 16.
10. Двухтактный каскад — PP: достоинства и недостатки // *Н. Сухов, В. Широков, г. Киев, «Радиолюбби» №4/1998, с. 4—13.*
11. Ламповый двухтактный УМЗЧ на PL500/504 // «Radiotechnika» №4/1999, с. 170—172 и «Радиолюбби» №3/1999, с. 8.
12. Ламповый УМЗЧ Йозефа Норвуда Стилла // «AudioXpress» №6/2003, с. 16—23 и «Радиолюбби» №4/2003, с. 10, 11.
13. Ламповый УМЗЧ на 807 // «Radiotechnika» №7/1999, с. 331—334, №8/1999, с. 380—383 и «Радиолюбби» №4/1999, с. 11, 12.
14. Лампо-поле-биполярно-микросхемный бестрансформаторный УМЗЧ без ООС // *Игорь Бондаренко, г. Полтава, «Радиолюбби» №5/2000, с. 66.*
15. Лампы для звукового High-Enda (минисправочник) // «Радиолюбби» №4/1998, с. 23—26.
16. Однотактный каскад — SE: достоинства и недостатки // *Н. Сухов, В. Широков, г. Киев, «Радиолюбби» №4/1998, с. 4—13.*
17. Однотактный ламповый УМЗЧ на квартете 6П45С с выходной мощностью 68 Вт // «Вестник А.Р.А.» №5/1999, с. 12—14 и «Радиолюбби» №5/1999, с. 9, 10.
18. Однотактный ламповый УМЗЧ на пентоде 6П45С с управлением по второй сетке и выходной мощностью 10 Вт // «Вестник А.Р.А.» №5/1998, с. 8 и «Радиолюбби» №2/1999, с. 12.
19. Однотактный ламповый УМЗЧ на триоде 6М70 с выходной мощностью 20 Вт // «Вестник А.Р.А.» №5/1998, с. 9—11 и «Радиолюбби» №2/1999, с. 12.
20. Однотактный ламповый усилитель на триодах по схеме Loftin-White // «Радиолюбби» №3/2000, с. 53, 54.

21. Питание анодов ламп триодов раскачки повышенным напряжением от отводов первички выходного трансформатора // «Electronics World + Wireless World» №7/1999, с. 570 и «Радиолюбби» №4/1999, с. 12, 13.
22. Практические схемы CIRCLOTRON OTL усилителей // Н. Сухов, В. Широков, г. Киев, «Радиолюбби» №4/1998, с. 4—13.
23. Практические схемы Futterman OTL усилителей // Н. Сухов, В. Широков, г. Киев, «Радиолюбби» №4/1998, с. 4—13.
24. Практические схемы PP OTL усилителей // Н. Сухов, В. Широков, г. Киев, «Радиолюбби» №4/1998, с. 4—13.
25. Практические схемы PP усилителей // Н. Сухов, В. Широков, г. Киев, «Радиолюбби» №4/1998, с. 4—13.
26. Практические схемы SE OTL усилителей // Н. Сухов, В. Широков, г. Киев, «Радиолюбби» №4/1998, с. 4—13.
27. Практические схемы SE PP OTL усилителей // Н. Сухов, В. Широков, г. Киев, «Радиолюбби» №4/1998, с. 4—13.
28. Практические схемы SE усилителей // Н. Сухов, В. Широков, г. Киев, «Радиолюбби» №4/1998, с. 4—13.
29. Сорокаваттный ламповый УМЗЧ // «Prakticka elektronika A Radio» №3/1999, с. 20—22 и «Радиолюбби» №2/1999, с. 12, 13.
30. Тетродный/ультралинейный/триодный одноконтурник на 6П7С // Станислав Симулкин, г. Алчевск Луганской обл., «Радиолюбби» №2/2003, с. 57—61.
31. Транзисторный биполярно-полевой УМЗЧ класса А // «Electronics World + Wireless World» №3/1999, с. 188, 189 и «Радиолюбби» №2/1999, с. 13—15.
32. Тридцативаттный ламповый УМЗЧ Джона Стюарта // «AudioXpress» №8/2004, с. 12—23 и «Радиолюбби» №4/2004, с. 16—18.
33. УМЗЧ на «ТВ-строчных» лучевых тетрадах 6LW6 Сильвио Манжини в необычном ультралинейном режиме // «Glass Audio» №3/1999, с. 16—24 и «Радиолюбби» №2/2000, с. 14—16.
34. УМЗЧ небольшой мощности Евгения Комиссарова // «Радиолюбби» №5/2003, с. 53.
35. УМЗЧ неортодоксального аудиофила на ГУ50 // «Радиолюбби» №5/2004, с. 55—62, №6/2004, с. 54—57.
36. УМЗЧ с выходным каскадом на пентодах по малоизвестной схеме «с единичной связью» Эндре Пирета // «Radiotechnika» №6/2003, с. 268—270 и «Радиолюбби» №5/2003, с. 9.
37. Усилитель по схеме Лофтин-Уайт на прямонакальных триодах 2А3 // Анатолий Манаков, г. Сургут, «Радиолюбби» №4/2004, с. 57.
38. Фазолинейный активный кроссовер // «Electronics World + Wireless World», September 1999, с. 779 и «Радиолюбби» №5/1999, с. 12.
39. Цепи накала ламп вместо резистора автоматического смещения // «AudioXpress» №10/2003, с. 68, 69 и «Радиолюбби» №6/2003, с. 8.
40. Цирклотрон Монни Найсела с катодином Вильямсона // «AudioXpress» №4/2003, с. 32—37 и «Радиолюбби» №3/2003, с. 9, 10.
41. Шестидесятиваттный ламповый УМЗЧ Дьерея Плахтовича на 807 // «Radiotechnika» №10/1999, с. 488—490, №11/1999, с. 545—548 и «Радиолюбби» №6/1999, с. 8, 9.

С. Гаврилов



Искусство ламповой СХЕМОТЕХНИКИ

- То, чего вы не знали про схемы на радиолампах
- Музыка из ящика
- Мифы и реальности радиоламп
- Занимательная ламповая схемотехника
- Расчеты ошибочные и правильные
- Удивительные свойства ламповых каскадов
- "Транзисторный" звук в ламповых схемах
- "Гениальные" идеи и их фиаско
- Полезные радиолюбительские конструкции

НИТ
издательство

Издательство «Наука и Техника»
(г. Санкт-Петербург)
и самый схмотехнический журнал СНГ «РАДИОХобби»
представляют серию книг Николая Сухова

«РАДИОХОББИ: лучшие конструкции...»

- ? Хотите **сделать** сами ламповый Hi-End? Сабвуфер? Радиостанцию? Периферию для своего ПК? Программатор мобильного? Бесперебойник?
- ? Хотите **быть в курсе** последних достижений мировой электронной техники и технологии?
- ? Хотите **иметь под рукой** схемный дайджест лучших конструкций из трех десятков журналов США, Японии, Германии, Чехии, Франции?
- ? Хотите **уметь** эффективно работать в эфире, в сети INTERNET и любительской FidoNET?



Тогда эта **серия книг**
и популярный **журнал** для Вас!

УЖЕ В
ПРОДАЖЕ

Подробности
на сайте издательства «Наука и Техника»
www.nit.com.ru
и официальном сайте журнала РадиоХобби
<http://radiohobby.qrz.ru>

Россия: Санкт-Петербург, пр. Обуховской обороны, д.107
Для писем: 192029 Санкт-Петербург, а/я 44
+7 (812) 412-70-25, 412-70-26, e-mail: admin@nit.com.ru
Украина: 02166, Киев -166, ул. Курчатова, д. 9/21
+38 (044) 516-38-66, e-mail: nits@voliacable.com

Н и Т
ИЗДАТЕЛЬСТВО

Радио хобби

ISBN 978-5-94387-855-8

