

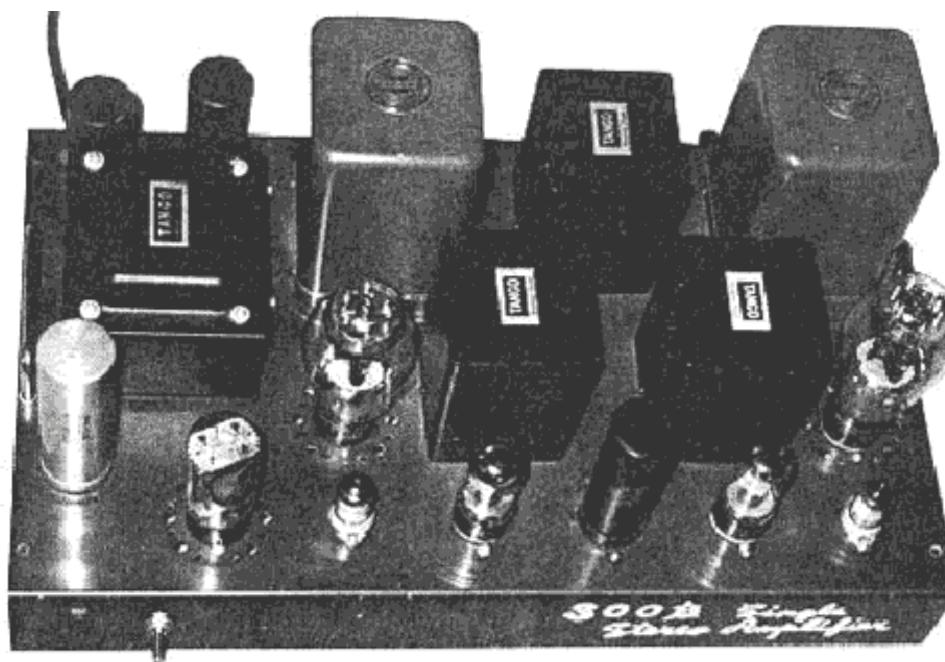
# РЕВИЗИЯ ОДНОТАКТНОГО УСИЛИТЕЛЯ С МЕЖКАСКАДНЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ

**Nobu K. Shishido**  
**Glass Audio Vol.9/97**

*ОБ АВТОРЕ*

*Забросив карьеру маркетолога-международника, Nobu Shishido стал свободным консультантом по ламповой аппаратуре. Он конструировал и помогал пробиться на рынок изделиям, которые ему заказывали. Одновременно он занимается экспертизой ламповых усилителей, прослушивает CD и LP, а также публикует свои эссе о звуковоспроизведении в нескольких технических журналах. В начале 95-го компанией YOSHIKI был выпущен самый мощный в мире однокатник на гигантском модуляторном триоде RCA 833 в схеме с инвертирующим межкаскадным трансформатором (ИТС). Мощность его — 100 W. Модель HE-833 возглавила список, «аудиокомпонентов 1996 года» в японском журнале Japanese Stereo Sound.*

*19 марта 1998 года крупнейшие аудиоиздательства получили факс с печальным известием — Н. К. Шишидо скончался от болезни сердца».*



**Фото 1:** «Новый» SE 300B — никаких изменений во внешнем облике, но без проходных конденсаторов и высокоомных резисторов в анодах.

Минуло только три года с момента появления моей статьи «Transformer Coupled WE-300B, Single-Ended Amp» (GA 1/94), которая, я полагаю, стала первой по данному типу усилителя в этом журнале. Как я был поражен, увидев череду однокатников на зимней выставке WCES'96 в Лас Вегасе, где прежде героями ходили транзисторные монстры. Мне трудно было поверить, что американские аудиофилы способны воспринять DHT-SE\*

ничтожной мощности даже после того, как издатель Glass Audio Эдвард Делл (Ed. Dell) подбил меня написать что-либо об audio в Японии и особенно об однотактниках.

Мне известно, что Jean Hiraga\*\*, живший в Японии одно время, в своих статьях защищал японский audiocraib — DHT-SE и рупорные громкоговорители. Сейчас он работает во Франции и в Европе его деятельность довольно популярна. Но в Америке? Стране гигантских мощностей и гигантского всего остального. Я был крайне скептически настроен. Однако, реакция читателей на мои письма в GA заставила внонь обратиться к теме, что именуется мистическим японским аудиосообществом. Сама выставка WCES'96 и многочисленные ревью о DHT-SE в журналах убедили меня в том, что тема однотактников воспринята в Америке с энтузиазмом, за пределами для моего понимания. Только теперь я исполнен вдохновением большим, чем когда-либо, писать об однотактниках.

## Улучшений 300B SE усилитель

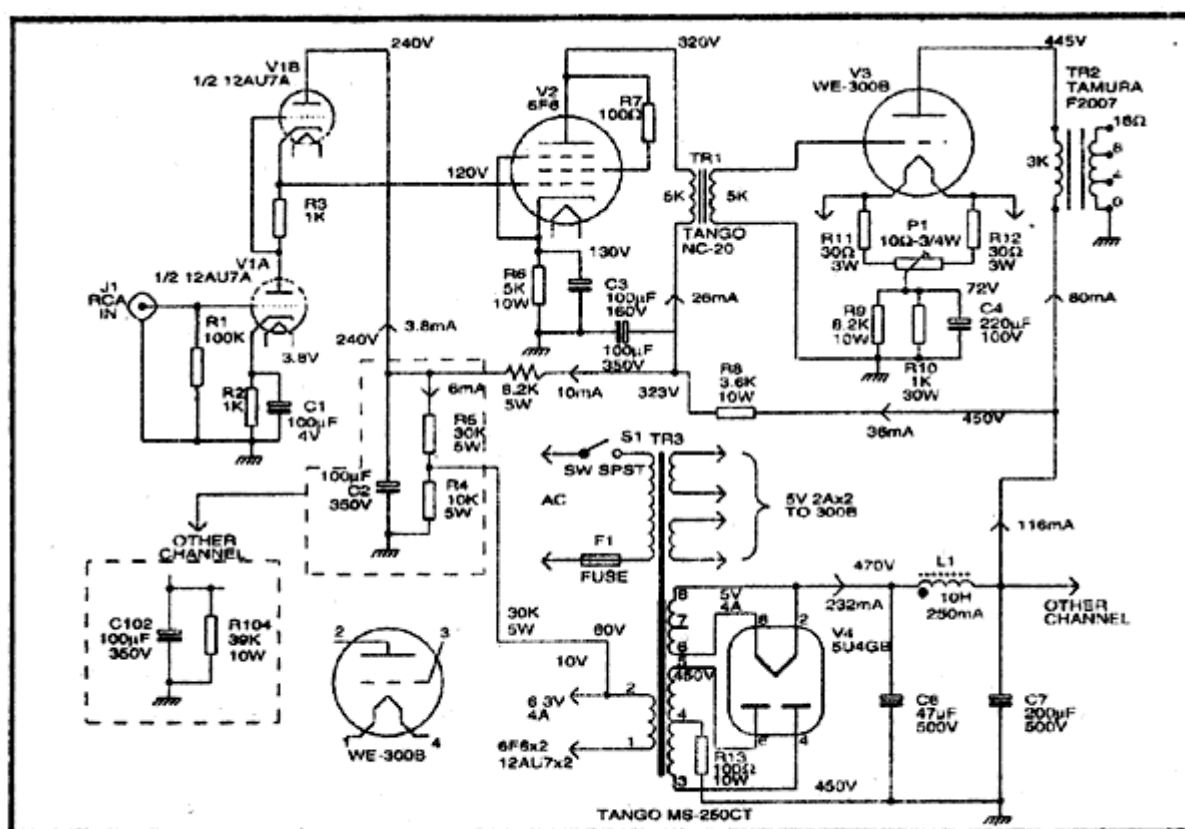


Рис. 1. SE усилитель на WE-300B с трансформаторной связью. Улучшенная версия.

Я спроектировал и построил усилитель на 300B с межкаскадным трансформатором в конце 70-х и полагал, что поставил точку в моих бесконечных играх с 300B. Однако, я ошибался. Выходит, что для улучшений еще остался запас. На рис. 1 дана схема моей новой улучшенной версии, включая все изменения, внесенные мной в первоначальную, опубликованную в GA 1/94. Наиболее значительным изменением было удаление конденсатора между первым каскадом и драйвером. Возможность прямой связи в предыдущих каскадах оправдывает значительную выгоду от применения межкаскадного трансформатора. Из-за того, что резистивное сопротивление первички IT (Interstage Transformer) мало, мы без усилий получаем высокое напряжение питания на аноде драйвера. Его хватает, чтобы и на катоде оно было столь высоким, чтоб управляющую сетку непосредственно соединить с

выходом каскада усиления напряжения. При этом еще остается достаточная разница между анодом и катодом, чтобы драйверу работать в подходящем режиме.

Второе улучшение: схема SRPP входного каскада, главным образом отвечающего за усиление напряжения. Это позволило исключить большое сопротивление в аноде, потенциальный источник ухудшения звука.

Теперь я могу честно признаться, что не знаю, почему схема с межкаскадным трансом звучит лучше, равно как не знаю, почему сопротивление порядка нескольких десятков кОм на пути сигнала способно ухудшать звучание. Ведь восточная культура тем и отличается от западной, что мы менее расположены добиваться ответа на «почему это так работает», чем найти, что это вот работает, а вот это — нет. Другими словами, восточная культура более склонна к эмпирике, нежели к аналитическому изучению.

Хорошим примером здесь является китайская медицина, которая работает, но при этом не сходится с западной научной аналитической медициной. Мы не восприняли бы так однотактики, если бы необходимо было перед тем «научно» объяснить их феномен. Однако, я не хочу, чтобы это понималось как то, что мы не желаем знать, почему так происходит. В связи с этим я глубоко признателен Reid'у Welch'у за попытку объяснить, почему межкаскадный трансформатор так работает (см. статью в GA «Driving the 300B» в 1/96). Это и есть прекрасный пример взаимосвязи двух культур.

## Межкаскадник можно и подешевле

Мне известно, что многих любителей смущает запредельная цена межкаскадного трансформатора Tango NC-20, который я использую. С этой целью я публикую информацию об альтернативных изделиях японского происхождения.

Таким можно считать Tango NC-16. Если вы соедините параллельно обе первичные обмотки, он будет держать ток 30 mA и импеданс первичной обмотки 2,6 кОм — вполне нормальный для 6F6 в триодном включении. Вы можете также включить параллельно вторичные обмотки, при этом получить трансформацию 1:2 и расширить диапазон. Можно их соединить последовательно и добиться увеличения напряжения в 4 раза, но при этом диапазон станет несколько уже. Стоимость NC-16 вдвое меньше цены NC-20.

Вы также можете использовать Tamura A-342. Для всех межкаскадных трансформаторов Tamura характерно одно слабое место — суженный частотный диапазон, обычно от 30-50 Гц до 15 кГц, хотя качество их в этом диапазоне нареканий не вызывает. Другой их недостаток в том, что они довольно габаритны. Зато они выигрывают по цене. Помните, однако, что качество выходного трансформатора вместе с межкаскадным столь же важно, как и качество ламп. Потратьте на них столько, сколько сможете себе позволить, и лишь потом думайте об экзотических резисторах с конденсаторами. Их вы можете заменить позже, когда будут деньги.

# Уменьшение искажений находится в противоречии с мощностью на аноде.

TABLE 1

WE-300B OPERATING CONDITIONS AND PLATE EFFICIENCY								
PLATE VOLTAGE (V)	GRID BIAS (V)	PLATE CURRENT (mA)	DC INPUT (W)	LOAD RESISTANCE ( $\Omega$ )	POWER OUTPUT (W)	SECOND HARMONIC (dB)	THIRD HARMONIC (dB)	PLATE EFFICIENCY (%)
200	-42	30	6.0	2.0k	3.0	20	31	50
200	-39	40	8.0	2.5k	2.6	26	38	33
200	-37	50	10.0	2.5k	2.5	30	45	25
250	-55	30	7.5	2.0k	4.9	18	27	65
250	-55	30	7.5	4.5k	3.2	27	40	43
250	-52	40	10.0	3.0k	4.0	26	36	40
250	-50	50	12.5	2.5k	4.4	26	39	35
250	-48	60	15.0	2.0k	4.7	26	38	31
250	-48	60	15.0	2.7k	4.1	30	45	27
250	-45	80	20.0	1.5k	5.0	26	41	25
300	-65	40	12.0	2.5k	6.7	20	30	56
300	-63	50	15.0	2.0k	7.2	21	29	48
300	-63	50	15.0	3.0k	6.1	26	37	41
300	-61	60	18.0	2.4k	6.6	26	37	37
300	-61	60	18.0	3.4k	5.6	30	44	31
300	-58	80	24.0	1.7k	7.5	26	37	31
350	-76	50	17.5	3.6k	7.8	26	38	45
350	-76	50	17.5	5.0k	6.2	30	45	35
350	-74	60	21.0	2.0k	10.2	21	30	49
350	-74	60	21.0	3.0k	8.3	26	38	40
350	-74	60	21.0	4.0k	7.0	30	44	33
350	-71	80	28.0	2.2k	9.6	26	39	36
400	-91	40	16.0	5.0k	8.4	26	37	53
400	-89	50	20.0	3.0k	11.5	21	31	58
400	-89	50	20.0	4.0k	9.4	25	38	47
400	-87	60	24.0	3.5k	10.5	26	38	44
400	-87	60	24.0	5.0k	8.3	30	46	35
400	-84	80	32.0	2.5k	12.5	25	37	39
<b>MAXIMUM OPERATING CONDITIONS</b>								
450	-104	40	18.0	6.0k	9.5	26	38	53
450	-102	50	22.5	5.0k	10.7	27	39	48
450	-102	50	22.5	6.5k	9.0	30	45	40
450	-100	60	27.0	4.0k	12.5	26	38	46
450	-100	60	27.0	5.5k	10.1	30	44	37
450	-97	80	36.0	2.0k	17.8	21	30	49
450	-97	80	36.0	3.0k	11.6	26	37	32
450	-97	80	36.0	4.5k	11.5	31	45	32

Существует два пути уменьшения гармонических искажений в триодных однокатниках. Один из них — увеличение нагрузки в анодной цепи. Как видно из табл. 1, при тех же значениях  $E_p$  (напряжение на аноде) и  $I_p$  (анодный ток без сигнала) и, следовательно, при той же мощности на аноде, мы получим меньшие искажения при увеличении сопротивления нагрузки  $R_L$ , правда ценой максимально возможной выходной мощности. То есть, полезная мощность в нагрузке снизится.

Положим, к примеру, рабочие условия для 300B:  $E_p=350V$ ,  $I_p=60mA$ . Тогда мощность на аноде равна 21 Вт. При  $R_L = 2$  кОм в выходном сигнале содержится -21 дБ (около 10%) второй гармоники и -30 дБ (около 3%) третьей гармоники при максимально возможной мощности 10,2 Вт, когда заметно клиппирование входного сигнала или отсечка выходного (либо оба условия выполняются одновременно). Если мы возьмем нагрузку  $R_L = 3$  кОм, то вторая гармоника будет равна -26 дБ (5%), третья равна -38 дБ (1,3%), то есть в половину меньше, чем было с нагрузкой в 2 кОм. Но мощность теперь уменьшилась до 8,3 Вт. Когда же возьмем  $R_L = 4$  кОм, гармоники станут еще ниже: вторая -30 дБ (около 3%),

третья -44 дБ (около 0,6%), а мощность упадет до 7 Вт. Так как кривые искажений для каждой RL пойдут параллельно друг другу в координатах выходной мощности, до определенного предела, мы могли бы ожидать дальнейшего снижения искажений при увеличении  $R_L$  (в области мощностей ниже предельных). Но опять таки ценой падения максимально возможной мощности, которая соотносится с мощностью рассеяния на аноде. (Здесь принят термин эффективность анода, представляющий отношение выходной мощности к мощности, рассеянной на аноде — примечание Ред.).

При 2 кОм мы получим эффективность анода 49%, при 3 кОм — 40%, и при 4 кОм 33%. То есть, имеем своеобразный обмен полезной мощности (падающей) на затраты энергии (растущие), нужно лишь определиться с подходящей нагрузкой для каждой конкретной цели.

В данном случае табл. 1 показывает, что наивысшее значение эффективности анода достижимо при следующих режимах:  $E_p = 250$  V,  $I_p = 30$  mA,  $E_d = -55$  V (сеточное смещение) и  $R_L = 2$  кОм. При этом максимально возможная мощность в нагрузке — 4,9 Вт. Эти данные взяты из оригинальных материалов Western Electric, служащих для облегчения выбора режимов при определенной конструкторской задаче.

Вторым путем уменьшения искажений является метод их компенсации. То есть, гармоники, порожденные драйверным каскадом, должны быть уничтожены гармониками от выходной лампы. Об этом писал Reid Welch в другой статье «Harmonic Cancellation Improves the SE Amplifier» (GA 4/96). Этот метод уже давно используется среди японских строителей SE усилителей.

Старейший коммерческий усилитель, который мне запомнился (в конце 60-х) использованием компенсации на 300В, производился маленькой компанией с названием «Gallery Q». Наиболее подходящей драйверной лампой для этой цели являются лампы, применявшиеся в телевизионных приемниках для кадровой развертки: 12ВН7, 6АН4 и 6СК4. Они спроектированы специально для того, чтобы их искажения компенсировали (или полностью подавляли) нелинейность по вертикали в старых телевизионных трубках.

К примеру, когда «трехсотка» раскачивается через RC-цепь лампой 6АН4 при следующих режимах  $E_p = 400$  V,  $E_g = -82$  V,  $I_p = 82$  mA (мощность на аноде 33 Вт) и  $R_L = 3,5$  кОм, то гармоники таковы — 0,35% (1 Вт), 1% (8 Вт), 2% (10 Вт) и наступает клиппирование на 12 Вт при 6% искажений. Эффективность анода — 37%. Значения искажений до предельной мощности в 12 Вт гораздо меньше, чем в случае, когда механизм компенсации не использовался. При тех же режимах — 0,8% (1 Вт), 3% (8 Вт), 4% (10 Вт) и те же 6% в точке клиппирования — 12 Вт. Сам по себе механизм компенсации не способен отодвинуть пределы клиппирования или отсечки при данном режиме, хотя может существенно снизить искажения при подходе к этой точке. То есть, при данном уровне искажений, достижения большая мощность, как было отмечено Reid Welch во второй статье — весьма успешный пример другого метода уменьшения искажений.

## Некоторые ошибочные понятия

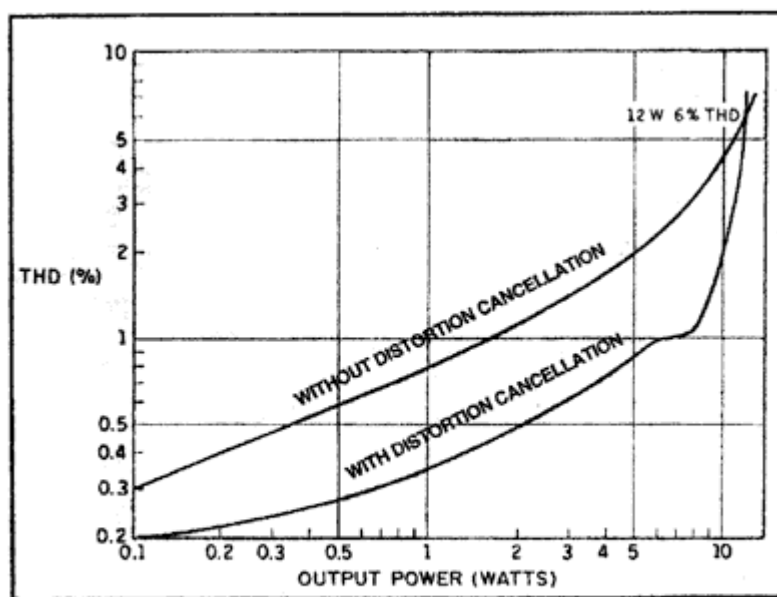


Рис. 2. Искажения каскада на WE-300B с применением компенсации и без нее.

Вывод R. Welch'a о том, что межкаскадный трансформатор должен инвертировать фазу сигнала, к сожалению, ошибочен\*\*\*. Полярность не должна быть перевернута, если трансформатор используется нормальным образом: начало (или конец) первички подключено к аноду драйвера, начало (или конец) вторички — к сетке выходной лампы. Но не наоборот! То есть, не путать начала и концы обмоток, подключенных непосредственно к лампам.

То, что он считал нормальным соединением, на самом деле; являлось инверсным включением (возможно напутал начало и конец обмотки во вторичке), так как 2% гармоник при 2 Вт — слишком много для 300В в тех режимах, которые Reid описал. Как видно из рис. 2, искажения 300В при 2 Вт выходной мощности чуть больше 1% и никогда не достигают 2% (2 Вт), пока какие-либо детали, включая лампы, не окажутся негодными. Либо это ошибка в схеме, как в случае с перевернутыми выводами у межкаскадного трансформатора.

Одно предостережение: лампа с зеркальной характеристикой передачи относительно выходной, не обязательно является лучшей по звуку. Хотя я не могу указать на серьезные результаты исследований, подтверждающие мою веру, я с крайним недоверием отношусь к тому, что кто-либо способен отметить разницу между 0,35% и 0,8% искажений на 1 Вт, или 1% и 3% на 8 Вт (рис. 2), когда доминируют гармоники низких порядков, главным образом вторая. Внимательное прочтение труда Russell'a Harnm'a «Tubes vs. Transistors — Is There an Audible Differences?» поддерживает эти сомнения. Мои эмпирические поиски подтверждают, что природа и качество элементов — ламп, трансформаторов и т. д. или комбинация их — создают более значительную разницу по звучанию, нежели формальное отличие в % искажений. Я нахожу, что слишком часто люди отмечают различия, имея тому причиной лишь величину гармоник.

Другая незначительная ошибка в статье R. Welch'a требует уточнения. При расчете мощности рассеяния на аноде в отсутствие сигнала (при усилении в классе — А), E измеряется между катодом и анодом лампы. Тогда, в моей старой схеме за  $1/94 E$  должно быть равно 365 V (445-30) при токе  $I_p = 90$  mA, что означает мощность рассеяния 33 Вт. При произвольном выборе точки максимальных искажений в 5% на 10 Вт выходной мощности, эффективность анода моей 300В равна 30%, не 25%, при этом она не «шипит» на максимуме рассеяния 40 Вт.

По этой же теме, трехсотка г-на Welch'a (при правильном соединении межкаскадного трансформатора) работает с гораздо большей эффективностью анода, чем он представляет. Полагая, что его измеренное значение  $E_p$  от анода до «земли» равно 420 V при напря-

жении автосмещения в 70 V, действительное значение  $E_p=350V$ . Тогда при  $I_p=80mA$ , мощность на аноде равна 28 Вт. Это соответствует эффективности анода в 45%, что при 5% искажений (12,5 Вт) является одним из высочайших значений эффективности, реализуемых на 300В.

Из-за пары различий между старой схемой и представленной вновь, значения напряжений и токов, указанных в схемах, отличаются друг от друга. Сначала я использовал кенотрон 5U4GB довольно старой конструкции (года выпуска) и получил 470 V DC (выпрямленных) при подаче 450 V (переменного). Новый кенотрон 5U4GB позволил поднять выпрямленное напряжение до 500 V, так что мне пришлось включить последовательно резистор 100 Ом в цепь питания, чтобы сохранить нужные +470 V. Кроме того, в прошлой 300В эмиссия была выше, чем у средней по характеристикам лампы и я получил  $I_p=90mA$  при тех же  $E_p$  и резисторе в катоде (автосмещение). Значение  $I_p=80mA$  в новой схеме ближе к стандартному значению. Если захотите, можете работать и без резистора 100 Ом в цепи анодного питания, только следите, чтобы мощность рассеяния на аноде 300В не превышала предельно допустимых 40 Вт.

### ***References***

***1. JAES, Vol21, No4, pp267-273; Перепечатка в GA 4/92, стр. 16-19, I 23-26 и 42.***

# Тонкости SE конструирования

1. Используйте выходные лампы с током в аноде большим, насколько возможно. Мне нравится использовать 300В с анодным током около 100 мА, что придает звучанию большую телесность и богатый бас. Однако, я особенно не усердствую, так как 100 мА являются почти предельным током для трехсотки (при указанных напряжениях на аноде), а мне бы не хотелось сокращать жизнь моих дорогостоящих 300В. Вместо них я использую модуляторный триод 801А с 90мА и  $E_p = 220\text{ V}$  и межкаскадным трансформатором. Это позволяет мне выжать 7 Вт мощности.

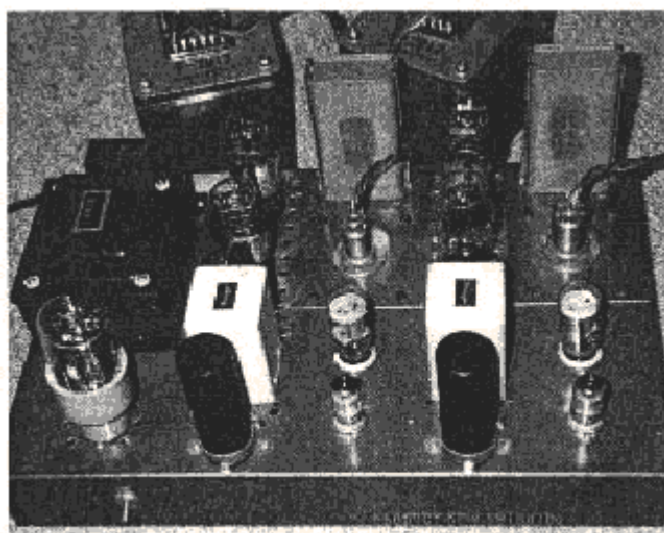


Фото 2: Модификация усилителя SE PP на 45-х триодах, выходные трансформаторы не поместились на шасси, пришлось их поставить рядом.

Вы бы удивились звучанию, которое дает этот триод при питании низкое  $E_p$ /высокий  $I_p$ , в сравнении с: обычно применяемым высокое  $E_p$ /малый  $I_p$ . Когда лампа работает при отрицательных смещениях на сетке с  $I_p = 30$  и  $E_p = 600\text{ V}$ , возможно получить 3,8 Вт с вялыми серединой и басом, характерными высокими, которые я называю «жестяными». Когда же я включаю в другом сочетании, звучание представляет собой сочетание лучших качеств двух великих ламп, при том, что звучат они совершенно отлично друг от друга — триоды 45 и 50. У 45 — свежие, ясные высокие, у 50 — мощный бас. Звучание 801А трансформируется в то, что я называю «супер 50».

2. Те же самые принципы применимы к лампам входных каскадов. Ничего необычного в том, что мой усилитель может состоять из выходных ламп во всех каскадах, то есть 6BQ5 (EL84/6П14П) в триодном включении по входу, 45-й триод в качестве драйвера, на выходе — модуляторный триод 800. Или так: триод WE437A\*\*\*\* по входу, усилителем напряжения, 6L6GC в триодном включении — драйвером, раскачивающим 805-й модуляторный триод. Это оттого, что указанные лампы работают с большими токами. Если вы используете лампы, предназначенные для усиления напряжения, выбирайте те, у которых выше крутизна, больше анодный ток и, как правило, низкое внутреннее сопротивление — рецепт лампы с хорошей звуковой сигнатурой. Лампы, подобные 12AX7/6Н2П, работающие при токе менее 1 мА и  $R_i$  порядка нескольких десятков кОм, в моем выборе стоят последними.

3. Проектируйте свою схему таким образом, чтобы импеданс нагрузки на аноде был раз в 5, предпочтительно в 10 раз, выше внутреннего сопротивления источника.

4. Внимательно относитесь к нормированному напряжению электролита, шунтирующего катодный резистор, если вы считаете, что этот конденсатор ухудшает звук. Если конденсатор нормирован на 16 V, то есть в десяток раз больше, чем напряжение смещения, то как раз это может быть причиной ухудшения звука. Конденсатор хорошего качества с напряжением 6,3 V или 4 V может решить вашу проблему.



5. Конденсатор может изменить звук в хорошую или плохую сторону в зависимости от применяемого типа или вашего вкуса, вне зависимости от того, со смещением по постоянному напряжению он включен или без него. Испытайте и то и другое, выбирайте, что вам больше подходит. Типичный случай — включение RIAA цепочки в корректоре, которую можно включить до и после разделительного конденсатора.
6. При подходящем смещении постоянным напряжением хороший электролит может «звучать» так же, даже лучше, чем пленочный конденсатор. Это означает, что вы можете использовать электролиты в качестве переходных емкостей (разделительных, проходных), что сэкономит вам место и деньги, когда требуется конденсатор довольно большой емкости, порядка 3-10мкФ. Следите, чтобы применяемые конденсаторы имели очень маленькую утечку на постоянном напряжении.
7. Не применяйте маленьких емкостей для шунтирования больших электролитов, не выбрасывайте денег на ветер.
8. Если вас не устраивает мощность усилителя на вашей прямонакальной лампе в SE включении, попробуйте реализовать SEPP (Single-Ended Push-Pull), используя межкаскадный трансформатор, как фазоинвертор. На Фото 2 показаны мои последние усилия по созданию концепта SEPP на 45-х триодах, с гипертрофированными выходными трансформаторами, так, что их пришлось эвакуировать с основного шасси. Не требуйте от меня копий этой схемы, я пожалуй опубликую ее в будущем, но не сейчас.

## Замечания по компенсации и искажениям

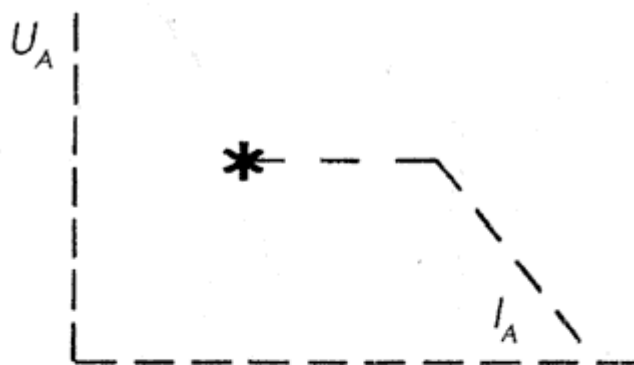


Рис. а. включение с низкими искажениями

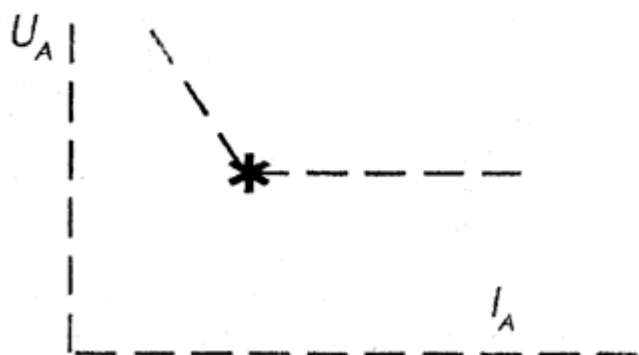


Рис. б. включение с высокими искажениями

Поговорим о тонкостях проекта усилителя R. Welch'a на 417A/NC20/300B (417 — драйвер, NC20 — межкаскадный транс, 300B — выходной триод). При взгляде на линию нагрузки 417A открываются некоторые интересные моменты (заметьте, что на приведенных рисунках точка нулевого потенциала на сетке драйвера обозначена звездочкой).

В обоих случаях линия нагрузки практически горизонтальна, благодаря очень большому импедансу со стороны сетки 300B, пересчитанному в цепь первичной обмотки NC20. Однако, в момент, когда в цепи сетки 300B течет ток, нагрузка в аноде 417A различна для случаев рис.а и рис.б.

Для случая а, описываемого в статье R.W., линия нагрузки испытывает загиб (в анодно-сеточных координатах), когда на аноде 417A напряжение высоко. Благодаря своему низкому внутреннему сопротивлению  $R. = 1,8 \text{ кОм}$ , лампа действительно способна «качнуть» трехсотку в режим A2 на

коротких всплесках сигнала. При таких условиях тандем 417A/300B будет испытывать клиппирование на разных половинках сигнала, напоминая тем самым работу двухтактного усилителя. Я не сомневаюсь, что выбором подходящей рабочей точки 417A, можно без труда настроить схему 417A/NC20/300B на симметричное ограничение сигнала. А вот амплитуда сигнала на аноде драйвера до момента клиппирования частично зависит от выходного сопротивления источника (предусилителя, CD проигрывателя и пр.), от его способности отдавать неискаженный сигнал на сетку драйвера (или входной лампы); так что симметричность будет обусловлена взаимодействием источника и усилителя.

Иная ситуация в случае высоких искажений, когда одновременно обе лампы начнут работать с сеточными токами. Картина искажений достаточно сложна, так как от выхода до входа путь для сигнала крайне низкоомный. В таком случае ограничение сигнала абсолютно асимметрично и требование низкого выходного импеданса реализовано только на одной половине сигнала.

Малое смещение на сетке 417A (2 V или около того, по моим расчетам) усугубляет искажения. Действие контактной разности потенциалов начинает проявляться при -0,2-0,5 V для большинства ламп, через сетку начинает течь мало прогнозируемый по величине ток, определяемый в свою очередь загазованностью лампы, вторичной эмиссией и прочими факторами. Это мало касается 6SN7 (6H8C) и мощных ламп со смещением на сетке -9 V и более, но весьма ощутимо для ламп с высоким  $\mu$  и смещением -1 -2 V.

Поэтому, когда выходная лампа и драйверная клиппируют одновременно, ток в сеточной цепи драйвера может вызвать непредсказуемое поведение предусилителя. Вообразите себе некий стабилитрон, включенный между предом и колонками, скачком опрокидываемый в проводящее состояние. Думаю, что большинству предусилителей это не понравится. Ламповые предусилители с катодным повторителем на выходе и разделительным конденсатором (микрофарад этак в 5) будут просто в шоке, когда емкость в 5 мкФ «выплюнет» свой заряд на вход усилителя мощности, а ОС попытается скомпенсировать (некоторое время) выброс на его выходе. Если это произойдет, можно попрощаться с ВЧ головками!

Столь пристальное внимание к фазировке трансформатора напрямую соотносится с положением линии нагрузки драйверной лампы; рабочая точка на ней играет определяющую роль в стабильности и клиппировании всего усилителя.

Случайно ли, либо осознанно, но Reid нащупал в своих поисках случай наихудшего стечения обстоятельств, которые способны повредить источник сигнала или, в лучшем случае, «отравить» звук: перевернутая фазировка межкаскадного трансформатора, когда все лампы клиппируют на одной полуволне, т. е. — одновременно.

Для двухтактных усилителей, с их обычной RC связью между каскадами, это условие не работает, так как поворот фазы происходит автоматически от каскада к каскаду, а оба плеча усилителя надежно изолированы друг от друга.

Однако, при трансформаторной связи оба драйвера раскачивают выход одновременно. Поэтому, чтобы избежать наихудшего сценария, описанного выше — все лампы клиппируют одновременно, крайне желательно, чтобы драйвер имел запас по амплитуде раскачки над выходной лампой. То есть, выходная лампа может влететь в ограничение по входу (за счет превышения потенциала сетки выше нуля, или из-за отрицательной полуволны, закрывающей лампу), но драйвер при этом должен иметь неискаженный сигнал на выходе (headroom driver — амплитудный запас драйвера).

С точки зрения максимального запаса, двойной триод 5687 (6Н6П) выглядит предпочтительнее, так как при  $I_0 = 23 \text{ mA}$   $U_a = 180 \text{ V}$  имеет  $R_i$  около 2 кОм, подобно 417 А (только вместо усиления 43, имеет  $\mu = 16$ ). Разница в том, что минимальное анодное напряжение (начало резкого роста сетки) для 5687 равно 61 V, а для 417 А оно равно 85 V (при условии, что рабочий режим у обеих  $U_a = 180 \text{ V}$ ,  $I_p = 23 \text{ mA}$ , в нагрузке — межкаскадный транс). Так что, 5687 имеет максимальную амплитуду сигнала на 24 V больше; ни 6SN7(6Н6С), ни 6J5 (6С2С), ни почти любая другая не достигают столь низкого значения на аноде при указанных условиях. В обратную сторону, на увеличение анодного напряжения, триод может работать вплоть до электрического пробоя между электродами. Так что, при напряжении питания +240 V и токе покоя 30 mA на каждую половинку, в схеме с межкаскадным трансформатором 1:1 в двухтакте 5687 способна выдать 250 V RMS — это на 6 дБ выше, чем требуется для раскачки пары трехсоток. Конечно, экстремальным решением будет использование пары же 300В в качестве драйверов, как это делают наши друзья в Японии. Это позволит снизить искажения до 2% при 115 V RMS, достаточных для полной раскачки 300В, вплоть до клиппирования. С учетом того, что 2% искажений в драйвере достались ценой \$ 12000, то бескомпромиссный подход «Общества г-на Сакумы» (Sakuma Society). В оценке качества станет для такого изделия очень серьезным экзаменом.

Как всегда, единственный путь узнать истину, это построить аппарат, измерить его, а потом слушать.

### От редакции

В этом же блоке приведено письмо R. Welch's. Оно скорее характера извинительного, нежели полемического. При этом он бросает блестящее замечание:

— ...доминирующая 2-я гармоника в однотактных усилителях порождает интермодуляционные искажения  $f/MDJ$ . Они могут раз в 5 превосходить уровень обычных гармонических, в зависимости от сложности музыкального сигнала. Когда я не улавливаю искажений второго порядка, я все-таки определенно слышу  $/MD$ .

— ... индивидуальная восприимчивость к IMD очень различна. В соответствии с Radiotron Designers Handbook (4-е изд.), заметность этих искажений на слух снижается с расширением полосы воспроизведения. На стр. 609 приведены итоги тестов, проведенных Олсоном. Субъективные прослушивания однотактного 3-х ваттника на 2A3 с полосой до Т5 кГц дали следующие результаты: только ограниченное число слушателей указало на заметность 0,75% обычных гармоник. Большинство тренированных ушей отметило порог в 1,8%, как терпимый. Заметное проявление искажений было на уровне 2,5%. Эти открытия очень интересны, особенно в контексте заявлений современных адептов SE (исходящие не от г-на Shishido), что уровень искажений однотактников реального значения не имеет...

---

\* DHT-SE — Directly Heated Triode Single Ended, по-русски будет звучать, как Однотактники с Прямокальными Выходными Триодами.

\*\* Журналист франко-японского происхождения, редактор французского журнала для творческих аудиолюбителей. Вкратце о нем было в номере 2 «ВЕСТНИКА».

\*\*\* R. Welch менял фазу сигнала путем простой перемены выводов на вторичной обмотке. При этом, как он отмечал, происходило резкое сужение полосы и уменьшение мощности. Прим. Ред.

\*\*\*\* WE 437A по отзывам специалистов, является едва ли не лучшей лампой, спроектированной на WE для усиления сигналов в трансокеанских линиях связи. Характеристики, подобные 437A имеют WE417A/5842/6C45П. Основное отличие их от оригинала — значительно меньший ресурс и проявление микрофонного эффекта. Качеством, весьма сходным по звучанию, обладают 6C3П/6C4П. Прим. Ред.

\*\*\*\*\* Не скрываемая желчь в сторону SS, где бытует мнение, что едва ли можно что-то дельное реализовать при стоимости аппарата менее \$ 10000 - Прим. Ред.