

# Мир AUDIO Электронное периодическое издание для аудиофилов и меломанов

## AUDIOWORLD

### Причины слышимых различий в качестве звукопередачи усилителей звуковой частоты.

*А.М. ЛИХНИЦКИЙ*

*Всесоюзный научно - исследовательский институт радиовещательного приёма и акустики им. А.С.Попова.*

Историю развития транзисторной техники усиления звуковых сигналов можно разделить на три этапа. На первом звук транзисторных усилителей звуковой частоты (УЗЧ) казался привлекательным, ярким, свободным. В отличие от ламповых транзисторный УЗЧ обеспечивал неограниченную АЧХ. Увлечение транзисторным звуком продолжалось до середины 60-х годов. Затем постепенно транзисторный звук превратился в синоним неприятных субъективных ощущений, хотя формально измеряемые объективные параметры транзисторных УЗЧ этого времени соответствовали всем требованиям неискаженной звукопередачи. Феномен ненаблюдаемых, слышимых искажений стал причиной распространения в технической литературе "мистических концепций" [1], в которых транзистор рассматривался как элемент, вызывающий "порчу" звука. И только недавно утвердилось точка зрения, что причиной неприятных субъективных ощущений являются не сами транзисторы, а ранее неконтролируемые объективные искажения.

Работы по выявлению искажений, к которым ухо наиболее чувствительно, были предприняты в начале 70-х годов многими фирмами - изготовителями УЗЧ [1, 2]. Так, в частности, было установлено [2], что среди большого числа описательных определений, используемых экспертами при оценке качества звукопередачи УЗЧ, выделяются две группы: первая - мутность, жесткость, металличность, утомительность звучания; вторая - вялость баса, частотная и временная размытость, потеря детальности.

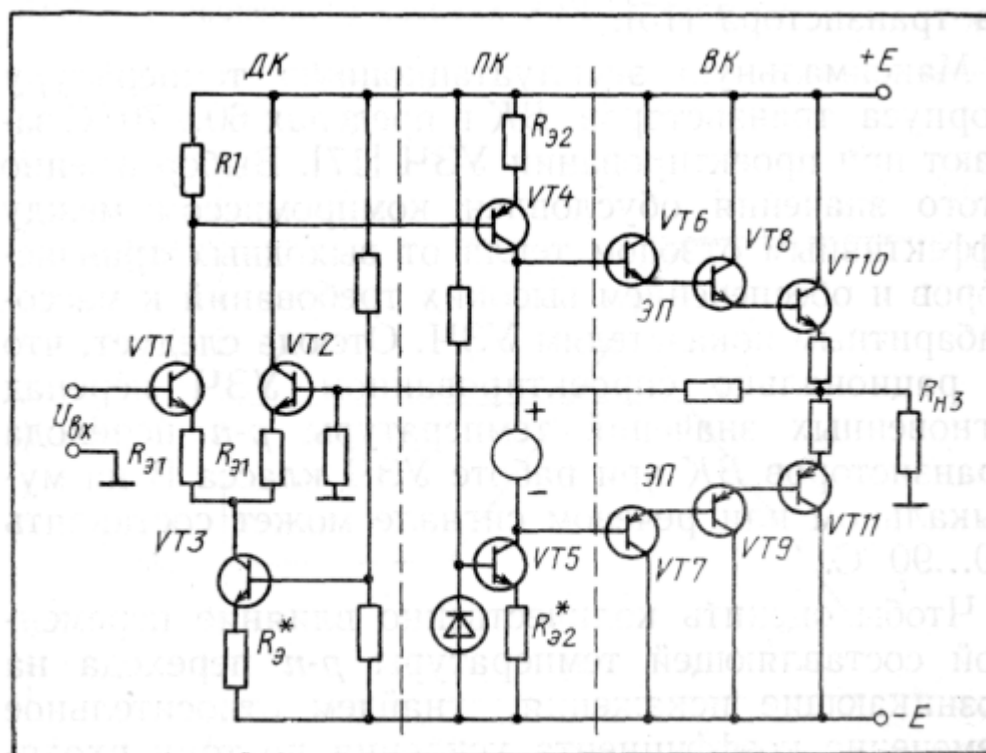
Первая группа обусловлена [2] эффектами восприятия продуктов нелинейных искажений высших порядков, особенно частотно-разностных, образующих так называемый "левый" по отношению к спектру сигнала и поэтому не маскируемый спектр искажений. Что касается второй группы, то оказалось неясным, с какими видами объективных искажений эти ощущения следует связывать. Наиболее близкие к упомянутым ощущения наблюдали Меллер [3] при субъективной экспертизе электропроигрывателей. Он предложил наличие корреляции этих ощущений с инфразвуковой интермодуляцией (Bass Intermodulation), сокращенно ВІМ. Меллер определил ВІМ как паразитную модуляцию полезного сигнала помехой со спектром в интервале частот 2...60 Гц. Обозначим далее эту модуляцию сигнала по амплитуде ВІМА и по частоте ВІМF.

Почему ВІМ следует относить к наиболее важным параметрам, характеризующим искажения звуковоспроизводящей аппаратуры? Во-первых, продукты ВІМ совпадают с составляющими полезного сигнала, которые отображают эмоциональный контекст речи и музыки [4]. Во-вторых, спектр искажений ВІМ находится в пределах критической полосы слуха и поэтому оказывается в области его максимальной чувствительности к различению частотной и амплитудной модуляции сигнала [5].

Несмотря на значимость для качества звукопередачи искажений ВІМ, последние до сих пор в УЗЧ не контролируются. Это можно объяснить отсутствием физической концепции, объясняющей их образование. Следует подчеркнуть, что искажения ВІМ (известные под названием детонация звука) благодаря простому объяснению этого явления колебаниями линейной скорости носителя записи звука [6] контролируются в устройствах записи и воспроизведения звука уже давно.

Мы предположили, что в транзисторных УЗЧ возникает заметная на слух "детонация звука". Для доказательства этого измерили коэффициент детонации ряда моделей транзисторных УЗЧ категории Ni-Fi в режиме подачи на вход этих УЗЧ суммы двух синусоидальных сигналов с частотами 20 и 3 150 Гц с соотношением амплитуд 4:1. Оказалось, что при напряжении на выходе УЗЧ, равном номинальному, значение коэффициента детонации некоторых моделей УЗЧ, измеренное с помощью стандартного детонометра, достигало 0,6%, что, как известно [7], в десять раз превышает порог заметности искажений этого вида и в два раза - допустимое значение этих искажений в кассетных магнитофонах третьего класса [8]. В настоящей работе предлагается для обсуждения физическая концепция возникновения искажений ВІМ в УЗЧ, выполненном на биполярных транзисторах.

Известно [9, 10], что повышение температуры р-п перехода биполярного транзистора сопровождается ростом его коэффициента усиления по току в пределах 0,3...0,5 %/К и уменьшением напряжения на участке база - эмиттер с коэффициентом 2,2 мВ/К. Термочувствительность этих параметров учитывалась ранее в связи с обеспечением термостабильности рабочей точки усилительного каскада [11]. То, что колебания температуры р-п перехода, возникающие в связи с колебаниями рассеиваемой на коллекторе мощности, влияют на преобразовательные свойства транзисторов, было отмечено Паулем [12], который назвал это явление Mitlaufeffekt (неизотермический эффект). Однако на образование нелинейных искажений, обусловленных электротепловым механизмом преобразования сигналов именно в УЗЧ, впервые обратил внимание Опперман [13]. Но это сообщение не вызвало у специалистов интереса из-за отсутствия в работе количественной оценки наблюдаемых искажений. Позже Фиштейн [14] обратил внимание на сквозные фазовые сдвиги сигнала в области инфразвуковых частот на выходе дифференциального каскада, выполненного на биполярных транзисторах, именно в той области частот, где инерция электрических процессов в транзисторах не должна сказываться. Он объяснил искажения в области инфразвуковых частот воздействием переменной составляющей температуры р-п перехода на термочувствительные параметры биполярных транзисторов. Однако связь между возникающими в УЗЧ искажениями ВІМ и искажениями, обусловленными переменной составляющей температуры р-п перехода транзисторов (далее тепловыми искажениями), в известных автору работах не была установлена. Вследствие неясности причин возникновения ВІМ мы исследовали физические процессы, вызывающие образование линейных и нелинейных искажений в типовом трехкаскадном УЗЧ на транзисторах. В результате было доказано [15], что тепловые искажения образуются не только в отдельных каскадах, но практически во всех транзисторных подсетях типового УЗЧ. Среди полученных результатов наиболее существенным оказалось установление связи между тепловыми искажениями и образованием в УЗЧ искажений типа ВІМ.



**Рис. 1. Принципиальная электрическая схема типового УЗЧ на биполярных транзисторах**

Исследование условий возникновения тепловых искажений было проведено в УЗЧ, выполненном по схеме (рис. 1), где выходной каскад ВК (транзисторы VT6...VT11) представляет собой три включенных дарлингтоновской цепью комплементарных эмиттерных повторителя ЭП, работающих в классе В. Предоконечный каскад ПК (транзистор VT4) построен по схеме с общим эмиттером, в цепи коллектора которого включена динамическая нагрузка (ДН) (транзистор VT5), а дифференциальный каскад ДК (транзисторы VT1, VT2) выполнен по несимметричной схеме, в цепи эмиттеров которого включена динамическая нагрузка (транзистор VT3).

#### *Тепловые искажения в выходном каскаде*

Любое изменение амплитуды речевого или музыкального сигнала сопровождается изменением во времени температуры р-п перехода транзисторов ВК. Это объясняется тем, что в схеме (см. рис. 1) при работе ВК в режиме класса В средняя мощность, рассеиваемая на коллекторе выходных транзисторов за период действия усиливаемого сигнала, является функцией амплитуды этого сигнала [16]:

$$\bar{P}_K = U_{m3} (4E - \pi U_{m3}) / 2\pi R_{H3},$$

где  $U_{m3}$  - амплитуда сигнала на выходе УЗЧ, В;  $E$  - напряжение питания плеча ВК, В;  $R_{H3}$  - сопротивление нагрузки ВК, Ом.

Хотя скорость изменения температуры р-п перехода транзисторов ВК ограничена инерционностью электротеплового преобразования, однако тепловая постоянная времени переход - корпус оказывается недостаточной для того, чтобы сгладить сравнительно медленно меняющуюся мгновенную мощность на коллекторе транзисторов ВК. В моменты, когда рассеиваемая мощность на коллекторе транзисторов ВК максимальна, мгновенная температура р-п перехода может достигать своего предельно допустимого значения 150 °С, а в паузах, т. е. при отсутствии сигнала, падать до температуры корпуса транзистора [15].

Максимальную эксплуатационную температуру корпуса транзисторов ВК в пределах 60...70 °С задают при проектировании УЗЧ [17]. Выбор именно этого значения

обусловлен компромиссом между эффективным отводом тепла от выходных транзисторов и обеспечением высоких требований к массогабаритным показателям УЗЧ. Отсюда следует, что в рационально спроектированном УЗЧ перепад мгновенных значений температуры р-п перехода транзисторов ВК при работе УЗЧ класса В на музыкальном или речевом сигнале может составлять 80...90°C.

Чтобы оценить количественно влияние переменной составляющей температуры р-п перехода на возникающие искажения, найдем относительное изменение коэффициента усиления по току входящих в него транзисторов. Используем для этого определенные ранее значения перепада температуры р-п перехода и зависимость коэффициента усиления по току транзисторов от температуры [9]. Оказывается, что изменение коэффициента усиления по току может составить 50 % для каждого транзистора ВК и 300 % - для цепи из трех транзисторов, входящих в ВК. С учетом этого рассмотрим выражение для коэффициента передачи ВК по напряжению

$$m_3 = R_{H3} / (R_{H3} + R_3); R_3 = R_2 / (b_1 + 1)(b_2 + 1)(b_3 + 1), \dots(1)$$

где  $R_2, R_3$  - выходные сопротивления соответственно ПК и ВК, Ом;  $b_1, b_2, b_3$  - коэффициенты усиления по току транзисторов ВК, включенных последовательно в цепь ЭП.

В этом выражении вследствие изменения коэффициентов усиления по току  $b_i$  транзисторов ВК выходное сопротивление цепи ЭП является переменным, причем относительное изменение  $R_3$  ВК может достигать до 3. В соответствии с (1) изменение  $R_3$  оказывается причиной неустойчивости коэффициента передачи  $m_3$ , что проявляется в виде паразитной амплитудной модуляции полезного сигнала на выходе ВК сигналом, образованным из огибающей этого же сигнала. Хотя рассматриваемые искажения по своему спектральному составу относятся к типу ВМА, однако из-за непосредственной связи с огибающей сигнала искажения этого вида специалисты фирмы Sansui [18] назвали "искажениями огибающей". Важно то, что они наблюдаются только при нестационарном сигнале на входе УЗЧ, поэтому их нельзя обнаружить традиционными методами измерения интермодуляционных искажений. Эффективным методом контроля искажений огибающей может быть исследование реакции ВК на модулированный по амплитуде сигнал или вспышку тона [18]. В последнем случае относительное изменение амплитуды вспышки тона на выходе ВК (в интервале времени приблизительно 100 мс от ее начала) можно рассматривать как меру искажений огибающей сигнала. Для ВК, включающего цепь ЭП (см. рис. 1), значение искажений огибающей можно представить в следующем виде:

$$k_{ог} = (\mu_{3, макс} - \mu_{3, мин}) \cdot 100\%,$$

где использованы коэффициенты передачи ВК по напряжению, определенные согласно (1) при максимальной и минимальной температуре р-п перехода.

При  $R_2 > R_{H3}(b_1 + 1)(b_2 + 1)(b_3 + 1)$ , т. е. в типичном случае управления ВК от генератора тока, эти искажения огибающей могут достигать 300 %. При обратном знаке неравенства, реализуемом, когда ВК управляется генератором напряжения, термочувствительностью коэффициента усиления по току транзисторов ВК можно пренебречь.

Предоконечный каскад ПК, (см. рис. 1), выполненный на биполярном транзисторе VT4, включен по схеме с общим эмиттером и работает в режиме А. Тепловые искажения образуются в ПК при изменениях мгновенной температуры р-п перехода транзистора VT4, возникающих как следствие колебаний рассеиваемой на его коллекторе мощности. Ее можно определить в области режимов работы транзистора VT4.

Переменную составляющую этой мощности  $P_K$  можно представить как функцию

$$P_K = u_2(U_{П2} - 2U_{O2} - u_2) / R_{H2},$$

где  $U_{П2}$  - напряжение питания ПК;  $U_{O2}$  - напряжение коллектор-эмиттер при отсутствии сигнала с мгновенным значением  $u_k$  ;

$u_2 = u_K - U_{02}$ ;  $R_{H2}$  - сопротивление нагрузки в цепи коллектора транзистора.

Так как ПК работает в режиме подачи сигнала на вход от генератора напряжения, то существенной для транзистора VT4 становится термочувствительность напряжения, падающего на его р-п переходе база - эмиттер. Она оказывается причиной возникновения между коллектором и участком база - эмиттер транзистора неучтенной ранее обратной связи (ОС) [15]. Цепь ОС включает преобразование переменного напряжения  $u_2$  в мгновенную рассеиваемую мощность  $P_K(t)$ , затем в изменение мгновенной температуры р-п перехода и далее в мгновенное изменение напряжения база-эмиттер с коэффициентом - 2,2 мВ/К. По аналогии с электромеханической ОС в транзисторе VT4 действует электротепловая обратная связь (ЭТОС), последовательная по напряжению.

Выражение для передаточной характеристики цепи ЭТОС ПК можно записать в операторной форме [15]:

$$\lambda_2(s) = 2,2 \cdot 10^{-3} R_{T2} P_K(s) / (1 + s\tau_{п-к}) U_2(s),$$

где  $R_{T2}$ ,  $\tau_{п-к}$  - соответственно тепловое сопротивление, К/Вт, и тепловая постоянная времени, с, переход - корпус транзистора VT4;  $P_K(s)$  - переменная составляющая мгновенной мощности, рассеиваемой на коллекторе этого транзистора в операторной форме, Вт;  $U_2(s)$  - переменная составляющая напряжения на выходе ПК, выраженная в операторной форме, В. Эта характеристика имеет характер инерционной нелинейности второго порядка.

Передаточную характеристику замкнутой системы с нелинейно-инерционной ОС упрощенно можно представить [19] в виде произведения частотно-зависимой передаточной функции линейного звена  $H_2(s)$  и нелинейной характеристики передачи с резистивным характером  $F_2(u_2)$ . В результате получаем выражение [15]

$$H_2(s) F_2(U_2) = \frac{(1 + s\tau_{п-к})}{(1 + s\tau_p)} \times \frac{-R_{H2}/R_{Э2}}{1 + 2,2 \cdot 10^{-3} R_{T2} (U_{п2} - 2U_{02})/R_{Э2}} \times \left[ 1 + u_2 \frac{U_{п2} - 2U_{02}}{(U_{п2} - 2U_{02} - u_2)^2} \right], \quad (2)$$

где  $R_{Э2}$  - сопротивление в цепи эмиттера транзистора VT4, Ом;  $\tau_p$  - постоянная времени, соответствующая частоте полюса передаточной функции ПК- Ее можно определить из условия

$$|\mu_2 \lambda_2|_{u_2 \rightarrow 0} = 1, \quad (3)$$

где  $\mu_2$  - коэффициент усиления ПК по напряжению без учета ЭТОС.

Из выражения (3) следует

$$\tau_p |_{u_2 \rightarrow 0} = \frac{\tau_{п-к} R_{Э2}}{R_{Э2} + (U_{п2} - 2U_{02}) 2,2 \cdot 10^{-3} R_{T2}}. \quad (4)$$

Для значений частоты  $\omega \leq \tau_p^{-1}$ , т. е. при  $|\mu_2 \lambda_2| \leq 1$ , были получены [15] зависимости АЧХ и нелинейных искажений ПК (рис. 2). Из рисунка видно, что выше значения частоты  $\omega = \tau_p^{-1}$  действие ЭТОС прекращается, АЧХ каскада становится плоской, а нелинейные искажения убывают со скоростью 6 дБ/окт. Если в выражении (2)  $\omega < \tau_p^{-1}$  и если  $U_{m2} < U_{n2} \sim U_{02}$  ( $U_{m2}$  - амплитуда переменного напряжения на выходе ПК)

значение коэффициента второй гармоники ПК можно вычислить по формуле [15]:

$$k_{r2} \approx 0,5 [U_{m2}/(U_{п2} - 2 U_{o2})] \cdot 100 \% . \quad (5)$$

Важная особенность ЭТОС в ПК - нестабильность частоты полюса  $\omega_p = \tau_p^{-1}$  при  $u_2 > 0$ . Или иначе, эта частота имеет девиацию, относительная величина которой

$$\Delta\omega_p/\omega_p = 2,2 \cdot 10^{-3} R_{T2} U_{m2}/\omega_p R_{\partial 2} \tau_{п-к} . \quad (6)$$

Это означает, что при подаче на вход ПК суммы полезного сигнала на частоте

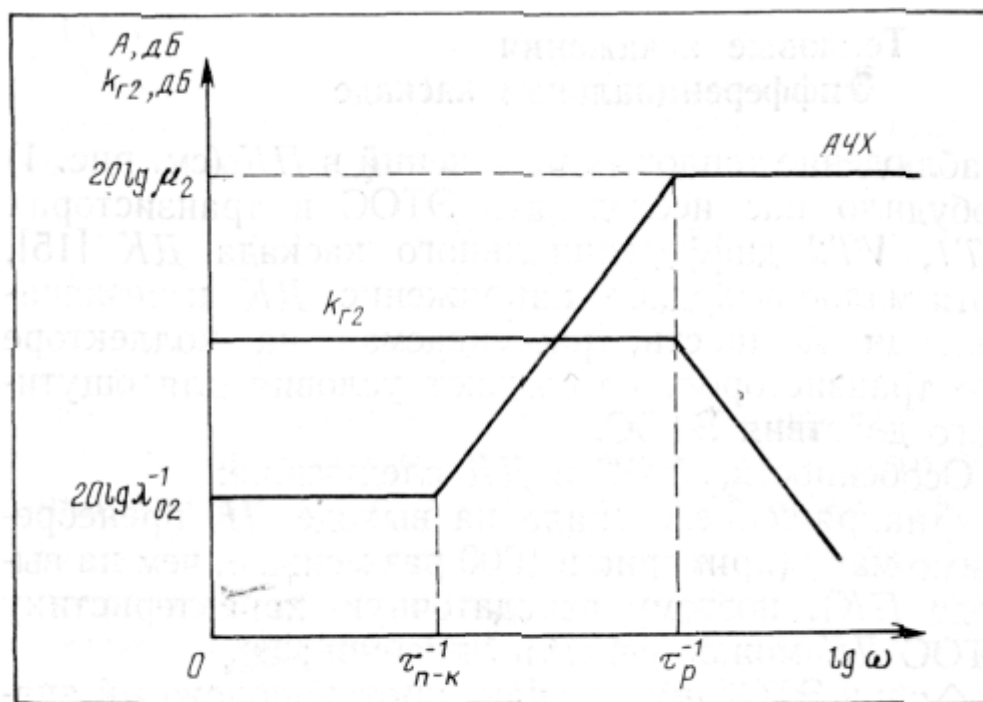
$\omega_2 \approx \tau_p^{-1}$  и превышающей его по амплитуде инфразвуковой помехи (или другого сигнала) с частотой  $\omega_1 < \tau_{п-к}^{-1}$  полезный сигнал на выходе ПК (имеющий частоту  $\omega = \omega_2$ ) модулируется по фазе помехой (или сигналом) с частотой  $\omega = \omega_1$ . При этом девиация фазы

$$\Delta\varphi_2 |_{\omega_2 = \omega_p} = \frac{\pi}{4} - \arctg \left( 1 \pm \frac{\Delta\omega_p}{2\omega_p} \right)^{-1} . \quad (7)$$

В соответствии с известной зависимостью [20]

$$\Delta\omega_2/\omega_2 = \Delta\varphi_2 \omega_1/\omega_2 \quad (8)$$

она представляет собой дегонацию полезного сигнала, т. е. в области частоты полюса  $\omega = \tau_p^{-1}$  под влиянием действующих на входе УЗЧ инфразвуковых колебаний в ПК образуются искажения ВМ.



**Рис. 2.** Кривые зависимости искажений (АЧХ и нелинейных) предоконечного каскада УЗЧ от частоты

*Расчет искажений ПК.*

В качестве примера проведем расчет диапазона частот и спада усиления, а также коэффициента второй гармоники и искажений ВМ, вызванных действием ЭТОС в ПК.

Используем транзистор КТ602Б, имеющий по результатам измерений  $R_T = 45$  К/Вт [21] и  $\tau_{п-к} = 6$  мс. Режим транзистора в ПК следующий:  $U_o = 20$  В,  $U_{п} = 125$  В,  $R_{н} = 15$  кОм,  $I_{\partial} = 7$  мА,  $R_{\partial} = 4,3$  Ом (из расчета средней температуры р-п перехода),  $U_m = 15$  В. Для этих параметров (см. выражения (2), (3), (5) и (6)...(8)) расчет дает следующие значения [15]:

### Тепловые искажения в дифференциальном каскаде

Наблюдение тепловых искажений в ПК (см. рис. 1) побудило нас исследовать ЭТОС в транзисторах VT1 VT2 дифференциального каскада ДК [15], хотя малое выходное напряжение ДК и незначительная мощность, рассеиваемая на коллекторе его транзисторов, не создают условия для ощутимого действия ЭТОС. Особенности ЭТОС в ДК следующие:

- напряжение сигнала на выходе ДК пренебрежимо мало (примерно в 1000 раз меньше, чем на выходе ПК), поэтому передаточную характеристику ЭТОС ДК можно считать линейной;
- цепь ЭТОС имеет знак, противоположный знаку ЭТОС в ПК, поскольку напряжение питания ДК и напряжение коллектор - эмиттер транзисторов ДК приблизительно равны;
- сигналы на выходе ЭТОС в транзисторах VT1 и VT2 суммируются, так как оказываются включенными между эмиттерами этих транзисторов последовательно и в фазе.

С учетом этого передаточную функцию ДК можно записать в виде [15]:

$$A_{01}(s) = \frac{\mu_1}{1 - 2\mu_1\lambda_{01}(s)} = \frac{(1 + s\tau'_{п-к})}{(1 + s\tau'_p)} \times \\ \times \frac{-R_1/2R_{Э1}}{(1 - 2,2 \cdot 10^{-3} R_{Т1} U_{01}/R_{Э1})}$$

где  $\mu_1$  - коэффициент передачи по напряжению ДК (без учета действия ЭТОС);  $\lambda_{01}(s)$  - передаточная характеристика ЭТОС ДК;  $\tau_{п-к}$  - тепловая постоянная времени переход - корпус транзисторов VT1, VT2;  $\tau'_p$  - постоянная времени, соответствующая частоте полюса передаточной функции ДК с ЭТОС (определяется аналогично  $\tau_p$  - см. выражение (4)), с;  $R_1, R_{Э1}$  - сопротивления соответственно нагрузки ДК и эмиттера транзисторов VT1, VT2 (см. рис. 1), Ом;  $R_{Т1}$  - тепловое сопротивление переход корпус транзисторов VT1, VT2, К/Вт;  $U_{01}$  - напряжение коллектор -эмиттер транзистора VT1.

В практически осуществляемых схемах ДК  $|2\mu_1\lambda_{01}| \leq 1$ . Следовательно, ЭТОС оказывается положительной. Значит, при  $2\mu_1\lambda_{01}(j\omega) = 1$  обычно на частоте, близкой к нулевой, возникает неустойчивость режима ДК, которую можно исключить при условии:  $|2\mu_1\lambda_{01}(j\omega)|_{j\omega \rightarrow 0} < 1$  или  $2,2 \times 10^{-3} R_{Т1п-с} U_{01} / R_{Э1} < 1$ , где  $R_{Т1п-с}$  - тепловое сопротивление переход - среда транзисторов VT1 и VT2 ДК, К/Вт.

Таким образом в ДК возникают существенные по значениям линейные искажения в области инфразвуковых частот. Они проявляются в виде опережающего сдвига фазы сигнала, а также в подъеме АЧХ. Причем этот подъем ограничивается из-за ухода рабочей точки транзистора ДК в область условной устойчивости ЭТОС. Аналогичные результаты получены в [14].

### Тепловые искажения в динамической нагрузке

В цепь коллектора транзистора VT4 ПК и эмиттеров транзисторов VT1, VT2 ДК (см. рис. 1) включена динамическая нагрузка (ДН), выполненная на биполярном транзисторе. Внешняя цепь базы последнего имеет сравнительно малое сопротивление, в связи с чем в ДН (как в ДК и ПК) действует ЭТОС. Поскольку ДН - двухполюсник, действие ЭТОС проявляется в изменении полного динамического сопротивления ДН в

области низких звуковых частот. В этом случае ЭТОС можно рассматривать как последовательную по напряжению.

Зависимость полного динамического сопротивления ДН от параметров ее подсхемы можно записать в следующей форме:

$$Z_H^* = R_H^* / [1 + \lambda^* (R_K / R_{Э}^*)],$$

где  $R_H^*$  - динамическое сопротивление ДН (без учета действия ЭТОС), Ом;  $\lambda^*$  - передаточная характеристика ЭТОС в ДН;  $R_K$  - сопротивление всех цепей, подключенных параллельно ДН (включая ДН) без учета действия ЭТОС, Ом;  $R_{Э}^*$  - сопротивление в цепи эмиттера транзистора ДН, Ом.

При включении ДН в ДК, т.е. в цепь эмиттеров транзисторов VT1, VT2, последняя ведет себя как линейный двухполюсник. Это объясняется тем, что приложенная к ДН синфазная составляющая сигнала обычно мала. Хотя ДН в ДК не является источником нелинейных искажений, но изменение ее динамического сопротивления вызывает прохождение на выход УЗЧ синфазной составляющей сигнала и, следовательно, образование других видов искажений [9] при работе УЗЧ в режиме последовательной ООС.

Иначе отражается на работе ПК уменьшение полного динамического сопротивления ДН, выполненной на транзисторе VT5. Как было показано в [15], малосигнальная передаточная функция ПК (с ДН) имеет вид:

$$A_{02}(s) = \frac{(1 + s\tau_{п-к}) (1 + s\tau_{п-к}^*)}{(1 + s\tau_p) (1 + s\tau_p^*)} \times \\ \times \frac{-R_{K2}/R_{Э2}}{1 + 2,2 \cdot 10^{-3} [R_{T2}(U_{п2} - 2U_{02})/R_{Э2} + R_{T2}^*(U_{п2}^* - 2U_{02}^*)/R_{Э2}^*]},$$

где  $\tau_{п-к}^*$  - тепловая постоянная времени переход-корпус транзистора VT5, К/Вт;  $\tau_p^*$  - постоянная времени, соответствующая частоте полюса спада усиления ПК за счет действия ЭТОС в ДН (определяется аналогично  $\tau_p$  - см. выражение (4)),  $R_{K2}$  - сопротивление всех цепей, подключенных параллельно выходу ПК, включая динамическое сопротивление коллектора VT4 (без учета действия ЭТОС), Ом;  $R_{T2}^*$  - тепловое сопротивление переход-корпус транзистора VT5, К/Вт;  $U_{п2}^*$   $U_{02}^*$  - напряжение питания ДН (экстраполируемое значение) и напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT5 при отсутствии сигнала, В;  $R_{Э2}$  - сопротивление в цепи эмиттера транзистора VT5, Ом.

Важно отметить, что использование ДН в ПК обеспечивает частичную линейризацию каскада за счет взаимной компенсации квадратичных продуктов, образующихся в результате действия ЭТОС в каждом из транзисторов VT4 и VT5.

#### *Тепловые искажения в усилителе с общей отрицательной обратной связью*

Рассмотренные нами тепловые искажения ДК, ПК и ВК обнаруживаются в форме различных видов нелинейных искажений сигнала на выходе УЗЧ, охваченного общей отрицательной обратной связью (ООС).

**Гармонические искажения.** Нелинейность передаточной характеристики ПК согласно (5) и уменьшение петлевого усиления УЗЧ на частотах сигнала со  $\omega < \tau_p^{-1}$  являются причинами заметного роста гармонических искажений на выходе УЗЧ в области низких звуковых частот.

Рост гармонических искажений в области низких звуковых частот наблюдался в транзисторных УЗЧ и ранее [11], однако до настоящего времени это явление не было объяснено.

**Инфразвуковые интермодуляционные искажения.** В процессе эксплуатации бытовых УЗЧ на входе при частоте 3 ... 10 Гц можно наблюдать электрические колебания, которые образуются, например, при воспроизведении слегка покоробленной грампластинки. На выходе УЗЧ эти колебания в результате роста усиления на низких частотах, вызванного частотной коррекцией грамзаписи, могут иметь амплитуду, равную половине максимальной амплитуды сигнала фонограммы [22]. В данных условиях между входами ДК формируется сигнал ошибки, в котором наряду с полезным сигналом присутствует инфразвуковая компонента колебаний, превышающая по амплитуде полезный сигнал. Наблюдаемое перераспределение амплитуд объясняется уменьшением петлевого усиления общей ООС в области инфразвуковых частот, причиной которого является спад усиления ПК ниже частоты  $\omega = \tau_p^{-1}$ . Если при этом амплитуда сигнала ошибки выходит за пределы линейного участка характеристики передачи ДК, то в ДК образуются инфразвуковые интермодуляционные искажения типа ВІМА [15]. Механизм их возникновения аналогичен механизму интермодуляционных искажений ТІМ [23].

Как показано в [15], в УЗЧ с общей ООС коэффициент инфразвуковых интермодуляционных искажений можно определить по формуле:

$$K_{BIM} = 1,21 \cdot 10^{-6} \left[ \frac{2U_{1m3} (U_{п2} - 2U_{02}) R_{T2}}{U_{R1} |Z_{H2}^*(\omega)|_{\omega=\omega_1}} \right]^2 \times \\ \times S_2(\omega) \cdot 100\%,$$

где  $U_{1m3}$  - амплитуда колебаний инфразвуковой частоты на выходе УЗЧ, В;  $U_{R1}$  - постоянное напряжение на сопротивлении нагрузки ДК, В;  $|Z_{H2}^*(\omega)|_{\omega=\omega_1}$  - модуль полного динамического сопротивления нагрузки ПК на частоте инфразвуковых колебаний, Ом;  $S_2(\omega)$  - функция чувствительности усиления УЗЧ с общей ООС к изменению усиления его прямой передачи на частоте полезного сигнала.

Так как петлевое усиление общей ООС УЗЧ ниже частоты  $\omega = \tau_p^{-1}$  и выше частоты доминирующего полюса общей ООС поворачивается по фазе на угол, приблизительно равный  $\pm\pi/2$ , паразитная амплитудная модуляция в результате амплитудно-фазовой конверсии (АФК) [19] превращается в частотную [24], т. е. на выходе УЗЧ с общей ООС на высоких и низких звуковых частотах наблюдаются искажения типа ВІМФ.

Искажения огибающей сигнала. В исследуемом УЗЧ (см. рис. 1) искажения огибающей возникают также и в ДК в результате нелинейного взаимодействия на его передаточной характеристике полезного сигнала, представляющего собой амплитудно-модулированные колебания, и сигнала, производного от огибающей этих колебаний. Последний образуется в результате нелинейного преобразования модулированных по амплитуде колебаний на характеристике передачи ПК; (см. выражение (2)) на частотах  $\omega < \tau_p^{-1}$ .

Если принять, что огибающая речевого или музыкального сигналов имеет ограниченный спектр на частоте то (с учетом спада петлевого усиления УЗЧ на частотах  $\omega_1 < \tau_{П-К}^{-1}$ ) амплитуда модулированных колебаний может стать меньше амплитуды сигнала, производного от огибающей [15].

Таким образом, между входами ДК действует сигнал ошибки общей ООС, в котором

доминирует инфразвуковая компонента колебаний, производная от огибающей полезного сигнала. Если амплитуда колебаний выходит за пределы линейного участка характеристики передачи ДК, то в ДК образуются инфразвуковые интермодуляционные искажения типа ВМА, которые определены в [18] как искажения огибающей сигнала.

С учетом общей ООС коэффициент искажений огибающей УЗЧ можно определить по формуле [15]:

$$K_{ог} = \left[ 1,21 \cdot 10^{-6} U_{m3max}^4 R_{Г2}^2 S(\omega) / U_{R1}^2 \times |Z_{H2}^*(\omega)|_{\omega \leq \omega_{п-к}}^2 \right] \cdot 100\%$$

где  $U_{m3max}$  - максимальное значение амплитуды модулированного сигнала на выходе УЗЧ, В;  $|Z_{H2}^*(\omega)|_{\omega \leq \omega_{п-к}}$  - модуль полного динамического сопротивления динамической нагрузки ПК на частоте  $\omega < \tau_{п-к}^{-1}$ , Ом;  $S(\omega)$  - функция чувствительности усиления УЗЧ с общей ООС к изменению усиления его прямой передачи на частотах спектра модулированных колебаний.

Как и ранее, в рассмотренном случае можно наблюдать преобразование ВМА в ВМФ, следовательно, искажения огибающей в результате АФК превращаются в искажения мгновенной частоты несущих колебаний полезного сигнала.

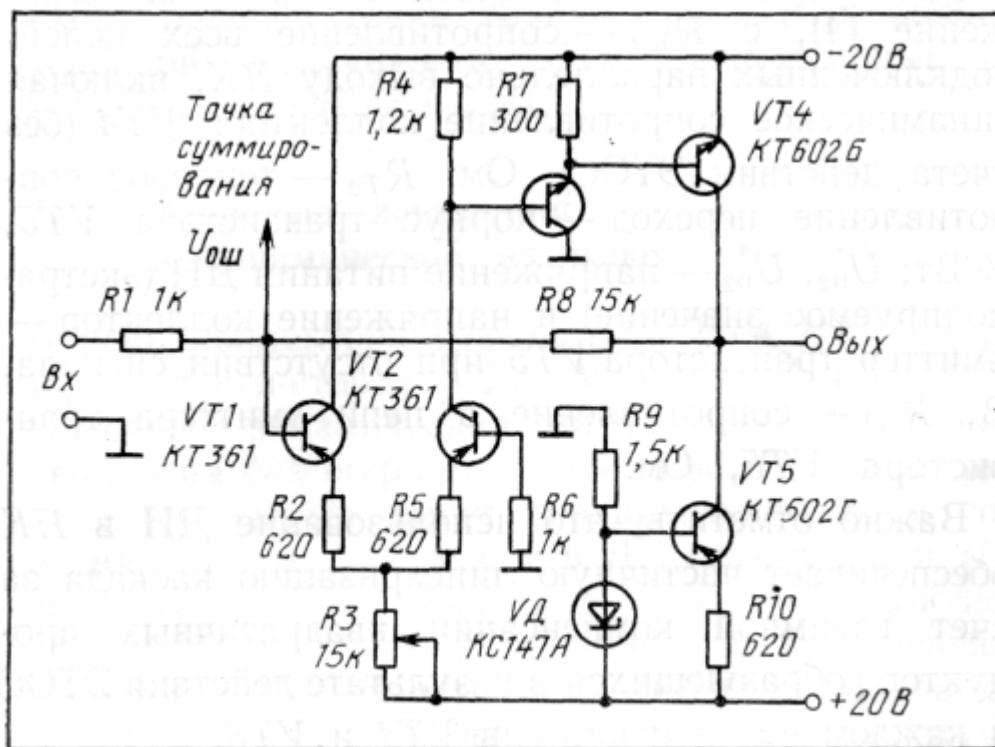
### *Результаты эксперимента*

При экспериментальном исследовании рассматриваемых эффектов на макете, выполненном по схеме (рис. 3), наиболее убедительным оказалось демонстрирование **линейных** тепловых искажений каскада на транзисторе VT4, поскольку в рассматриваемой области частот других причин для их возникновения в этой схеме нет. Были измерены АЧХ и переходная реакция сигнала сшибки Б суммирующей точке усилителя. Установлено, что при подаче на вход усилителя синусоидального напряжения, независимого от частоты, сигнал сшибки в суммирующей точке увеличивается от 60 до 20 Гц. Относительное увеличение этого сигнала 7 дБ. Измерения были выполнены и на средних звуковых частотах, где в интервале 2,8 ... 1,5 кГц обнаружен другой участок, в котором сигнал ошибки возрастал на 5 дБ. Это явление можно объяснить существованием в кристалле транзистора зон локального разогрева, которые, как известно, оказываются причиной формирования области вторичного пробоя транзистора.

### *Заключение*

В работе показано, что практически каждый транзистор усилителя является источником тепловых искажений в области низких звуковых частот, причем в случае сложного сигнала на входе УЗЧ эти искажения преобразуются затем в инфразвуковые интермодуляционные, известные как Bass Intermodulation(BIM)[3].

Тепловые искажения возникают в тех случаях, когда мгновенные значения сигнала в результате электротеплового преобразования в транзисторе воздействуют на его термочувствительные параметры - коэффициент усиления по току и напряжение база-эмиттер [15].



**Рис. 3. Принципиальная электрическая схема макета УЗЧ, на котором были измерены тепловые искажения**

В выходном каскаде (см. рис. 1) вследствие изменения рассеиваемой на коллекторе транзисторов мощности при передаче реального (нестационарного) сигнала, коэффициент усиления по току каскада может изменяться в два-три раза. Это приводит к изменению коэффициента передачи каскада по напряжению. Причем скорость его изменения невелика, так как ограничивается тепловыми постоянными времени переход - корпус транзисторов. Но даже медленное изменение вызывает существенное для восприятия искажение огибающей полезного сигнала.

В предоконечном каскаде и его динамической нагрузке особое значение приобретает термочувствительность напряжения база - эмиттер транзисторов. В результате преобразования выходного напряжения каскада в мгновенные рассеиваемую мощность на коллекторе транзистора, затем - температуру р-п перехода и далее в изменение напряжения база - эмиттер образуется нелинейная электротепловая обратная связь, которая в области низких звуковых частот приводит к уменьшению усиления каскада и увеличению нелинейных искажений.

В дифференциальном каскаде, несмотря на малое значение сигнала на его выходе, также наблюдается осязательное действие электротепловой обратной связи, которая является линейной и, что важно, положительной.

Тепловые искажения можно зарегистрировать на выходе УЗЧ с общей ООС (см. рис. 1). При этом наблюдаются [15]:

- гармонические искажения в области низких звуковых частот (ниже 100 Гц);
- инфразвуковые интермодуляционные искажения типа ВІМА и ВІМ ;
- искажения огибающей сигнала, возникающие в выходном и дифференциальном каскадах, в последнем случае из-за передачи на его вход по контуру ООС значительного напряжения ошибки.

Инфразвуковые интермодуляционные искажения и искажения огибающей, преобразованные в результате действия АФК в паразитную частотную модуляцию, т.е.

ВМФ, в бытовых УЗЧ не контролируются. В то же время известно [7], что даже ничтожные значения (приблизительно 0,06 %) частотной модуляции сложного сигнала заметны на слух. Этой особенностью восприятия, по-видимому, можно объяснить субъективное отличие качества звукопередачи УЗЧ, которые имеют близкие значения традиционно контролируемых параметров, однако различную величину искажений типа ВМ.

### *Литература*

1. Waxandall P. J. Audible amplifier distortion is not a mystery. - Wireless World, 1977,83, N11, p. 63-66.
2. Беспалов, Пикерсгиль А. Качество звучания и характеристики УМЗЧ.- Радио, 1986, № 1, с. Е6-57.
3. Moller H. Multidimensional Audio: Part 3. -JAES, 1979, 27,N 7/8,p. 562-567.
4. Seashure H. An objective analysis of artistic singing. - Objective Analysis of Musical Performance. - Studies the Psychology of Music. University of Iowa,. 1936, 4, p.13-171.
5. Цвикер Э., Фельдкеллер Р.Ухо как приемник информации. -М.: Связь, 1971, с. 49-57.
6. Method of measurement of spread fluctuations in sound recording and reproduction equipment. IEC Publication 3f6,Geneva, 1972.
7. Saka I H. Perceptibility of Wow and Flutter. - JAES,1970,18, N\*3, p. 290-298.
8. Магнитофоны бытовые. Общие технические условия. ГОСТ 24\*63-81.
9. Трем Дж., Тоби Дж., Хьюлсман Л. Проектирование и применение операционных усилителей. - М.:Мир, 1974,с. 64-77.
10. Laue B.A. Family of amplifiers(Part 3). -Hi-FiNews,1970, N 9,p. 1236-1239.
11. Haas G.C. Design Factors and Considerations in Full complementary Symmetry Audio Power Amplifier. -JAES, 1968, 16,N 3, p.321-326.
12. Пауль Р. Транзисторы.-М.: Сов.радио, 1973,с. 492.
13. Oppermann W. Probleme bei eisenlosen End-stufen. - Funkschau, 1968, H.16,p.551-552.
14. Фиштеин А.М. Искажения в линейных усилителях, вызываемые переменной составляющей температуры переходов транзисторов.- Труды ИФСО (Института физики Сиб. отд. АН СССР, Красноярск),1977, вып.68,серияФизика, с.1-23.
15. Лихницкий А.М.О причинах искажений: усилителей в области низких звуковых частот. - В кн.: Опыт, результаты, проблемы: повышение конкурентоспособности радиоэлектронной аппаратуры, Сб. статей вып.3. - Таллин: Ралтус, 1985,с.66-89.
16. Титце У., Шенк К .Полупроводниковая схемотехника.-М.:Мир,1982, с. 240.
17. De Marinis J.U. How Valid is the FTC Preconditioning Rule. - Audio,1975, 59,N 3, p. 30, 32, 34, 50.
18. Curl J. Omitted Factors in Audio Design.- Audio,1979, 63, N 9, p. 22-26.
19. Амплитудно-фазовая конверсия/Под ред. Г. М.Крылова. - М.: Связь,1979, с. 5-14.
20. Лэнди Р., Девис Д., Альбрехт А. Справочник радиоинженера.-М.: Госэнергоиздат, 196К
21. Полупроводниковые приборы: транзисторы: Справочник/Под ред. Н. Н.Горюнова-М.:Энергия, 1982.
22. Holman T. Phonograph Preamplifier Design Criteria, An Update. -JAES, 1980, 28, N 5, p. 325-330.
23. Ojala M. Ensonaa R. Transient intermodulation Distortion in Commercial Audio Amplifier. -JAES, 22,N 4, p. 224.
24. Cherry E.M. Amplitude and Phase of Intermodulation Distortion. -JAES, 1983, 31,N 5, p. 238-304.