

9.1. Тепловые искажения

Тепловые линейные и нелинейные искажения присущи практически всем усилительным каскадам. Известно, что повышение температуры кристалла биполярного кремниевого транзистора увеличивает его коэффициент усиления по току h_{213} в пределах 0,3...0,5 %/К и уменьшает напряжение база-эмиттер $U_{БЭ}$ с коэффициентом 2,2 мВ/К. При другом подходе коэффициент усиления по напряжению каскадов с ОЭ и ОБ является термочувствительным, поскольку зависит от температурного коэффициента φ_T (см. (1.1)).

Усиление любого сигнала сопровождается изменениями мгновенной рассеиваемой мощности на коллекторе транзистора, а следовательно, и мгновенной температуры перехода, что, в свою очередь, вызывает линейные и нелинейные искажения сигнала за счет изменения термочувствительных параметров транзистора.

Подробный анализ ТИ проведен в [9.1, 9.2]. Здесь будут приведены основные результаты и выводы этих работ для получения схемотехнических решений, минимизирующих такие искажения.

Исследование условий возникновения ТИ было проведено в УМ, выполненного по типичной схеме, где выходной каскад представляет собой последовательное соединение трех комплементарных эмиттерных повторителей, работающих в режиме В. Усилитель напряжения построен по схеме с ОЭ с нагрузкой в виде источника тока. Входной ДК выполнен на БТ с источником тока в цепи эмиттеров.

9.1.1. Тепловые искажения в выходных каскадах усиления мощности

В выходном каскаде УМ наличие ТИ не вызывает сомнений. Любое изменение амплитуды выходного сигнала сопровождается перепадом температуры р-п перехода, так как при работе в режиме В мощность, рассеиваемая на коллекторе оконечных транзисторов за период усиливаемого сигнала, является функцией его амплитуды.

Тепловая постоянная времени переход-корпус оказывается недостаточной для того, чтобы сгладить сравнительно медленно меняющуюся мгновенную мощность на коллекторе оконечных транзисторов. При максимальной мгновенной мощности температура перехода может достигать своего предельно допустимого значения 150 °С, а в паузах, при отсутствии сигнала, падать до температуры корпуса. Перепад мгновенных значений температуры может составлять 80...90 °С. При этом изменение коэффициента усиления по току достигает 50% и 300% — для цепи из трех транзисторов, входящих в выходной каскад.

Изменение усиления по току согласно (1.19) приводит к нестабильности коэффициента передачи по напряжению эмиттерного повторителя, что проявляется в виде паразитной амплитудной модуляции полезного сигнала его собственной огибающей. Эти искажения нельзя обнаружить традиционным методом измерения интермодуляционных искажений. Экспериментально оценить паразитную амплитудную модуляцию можно по искажению огибающей амплитудно-манипулированного сигнала $U_{ор}(t)$ с частотами несущей 10...15 кГц и манипуляцией 5...10 Гц (рис. 9.1). Значение коэффициента искажений запишется в следующем виде:

$$K_{ор} = (K_{U_{в\ max}} - K_{U_{в\ min}}) \cdot 100\%,$$

где $K_{U_{в\ max}}$ и $K_{U_{в\ min}}$ — максимальный и минимальный коэффициент усиления по напряжению.

Скорость изменения мгновенной температуры перехода мощных транзисторов невелика, так как ограничивается тепловыми постоянными времени переход-

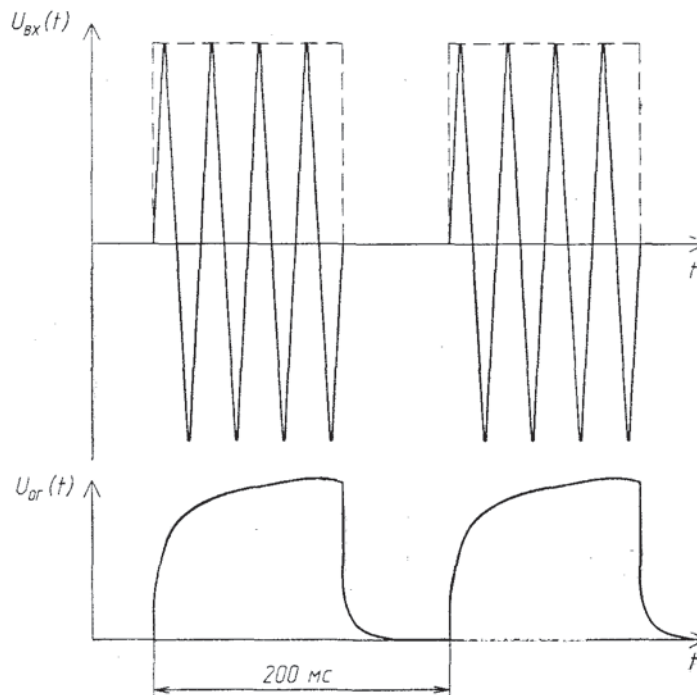


Рис. 9.1. Способ оценки паразитной амплитудной модуляции

корпус, однако, происходящее вследствие этого искажение огибающей, например, музыкального сигнала, существенно для слухового восприятия.

Для борьбы с паразитной амплитудной модуляцией в выходном каскаде УМ по схеме трехкаскадного комплементарного эмиттерного повторителя применимы лишь «экстенсивные» меры, заключающиеся в использовании транзисторов выходного и предоконечного каскада с возможно большим коэффициентом усиления по току h_{213} во всем диапазоне рабочих токов коллектора и, опять же, с возможно большим запасом по рассеиваемой на коллекторе мощности; желательно, чтобы транзисторы имели малую тепловую постоянную времени переход-корпус. Вышеперечисленные меры названы «экстенсивными», поскольку выбор комплементарных пар биполярных средне- и высокочастотных транзисторов средней и большой мощности ограничен.

Стабилизация тока покоя выходных транзисторов в схеме на рис. 5.29, 5.31 осуществляется посредством тепловой ООС, получающейся вследствие установки транзистора источника напряжения GU на теплоотводе выходных транзисторов. Постоянная времени цепи коллекторный переход выходного транзистора — корпус — теплоотвод — термочувствительный элемент может достигать нескольких десятков секунд. В результате при усилении нестационарных сигналов такая тепловая ООС не успевает отслеживать быстрые изменения температурного режима выходных транзисторов.

В выходном каскаде с усилением напряжения (схема на рис. 5.32) термостабилизация тока покоя осуществляется как при помощи местной ООС по току, образуемой резисторами $R2$, $R3$, так и за счет ООС через делители напряжения $R5R2$ и $R6R3$. В последнем случае кроме ООС по напряжению сигнала действует и ООС по току покоя транзисторов выходного каскада. Благодаря большой глубине местной ООС, стабильность заданного тока покоя получается высокой и практи-

чески безынерционной. Дополнительно увеличить термостабильность такого каскада можно при помощи вышеописанной тепловой ООС.

Следует ожидать, что ТИ в выходном каскаде по схеме на рис. 5.32 будут меньшими, чем в выходном каскаде схемы на рис. 5.29, 5.31 вследствие большой глубины безынерционных местных ООС по напряжению и току покоя.

9.1.2. Тепловые искажения в усилителях напряжения

Для каскада УН в режиме А, имеющего нагрузку в виде источника тока, коэффициент усиления по напряжению в области средних частот определяется выражением

$$K_{УН} \approx \frac{R_H}{r_3 + R_3}$$

Термозависимыми величинами в этом выражении являются $r_3 = \frac{\varphi_T}{I_3}$ и R_H ,

поскольку сюда входит выходное сопротивление источника тока.

Если сигнал на вход УН поступает от источника напряжения, то существенной становится термочувствительность напряжения база-эмиттер $U_{БЭ}$, которая оказывается причиной возникновения между коллектором и переходом база-эмиттер электротепловой обратной связи (ЭТОС), последовательной по напряжению. Связь включает в себя преобразование переменного напряжения на коллекторе в мгновенную рассеиваемую мощность $P_K(t)$, затем в изменение температуры р-п перехода и, далее, в мгновенное изменение напряжения $U_{БЭ}$ с коэффициентом $-2,2$ мВ/К.

Наличие ЭТОС на частотах ниже 150 Гц приводит к снижению усиления по напряжению и возникновению тепловых НИ.

На рис. 9.2 приведена зависимость модуля передаточной функции и нелинейных искажений в области НИ. Действие ЭТОС прекращается выше частоты $\omega_p = \frac{1}{\tau_p}$,

АЧХ становится плоской, а НИ убывают со скоростью -6 дБ/окт.

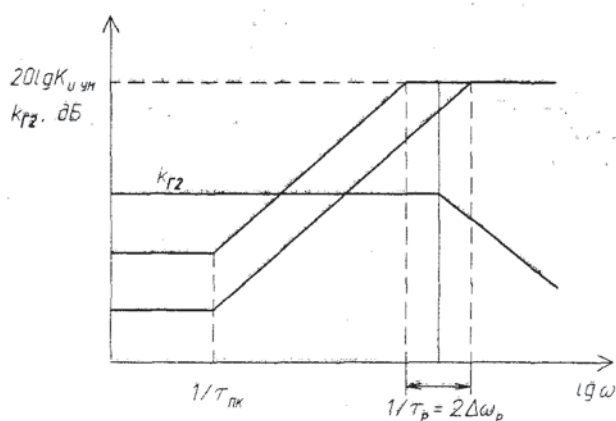


Рис. 9.2. Зависимости АЧХ и НИ каскада от частоты

Частота полюса $\omega_p = \frac{1}{\tau_p}$ — нестабильна и имеет отклонение, зависящее от амплитуды переменного напряжения на выходе УМ. Это значит, что при подаче на вход УН суммы полезного сигнала с частотой, близкой к $\frac{1}{\tau_p}$ и превышающей его по амплитуде инфразвуковой помехи (или другого сигнала с частотой, меньшей, чем $\omega_{пк} = \frac{1}{\tau_{пк}}$), полезный сигнал на выходе УН модулируется по фазе помехой (или вторым сигналом). У полезного сигнала появляется детонация: паразитная амплитудная модуляция за счет амплитудно-фазовой конверсии превращается в паразитную фазовую (частотную) модуляцию.

Результаты измерений и расчетов [9.1, 9.2] для транзистора КТ602Б, работающего при токе коллектора $I_K = 7 \text{ мА}$ и амплитуде выходного напряжения 15 В:

- частота начала спада усиления $f_p = 86 \text{ Гц}$;
- частота окончания спада усиления $f_{пк} = 26,3 \text{ Гц}$;
- коэффициент второй гармоники на частотах ниже $\frac{1}{\tau_p} k_{Г2} = 11,7 \%$;

— относительная девиация частоты полюса f_p составляет 10,3%, при этом девиация фазы сигнала в окрестности частоты полюса $f \approx f_p$ равна 0,053 рад, что соответствует детонации частоты сигнала 1,3%.

Экспериментально обнаружить линейные ТИ можно в схеме двухкаскадного инвертирующего усилителя (рис. 9.3). Установлено, что сигнал ошибки в точке суммирования увеличивается на частотах ниже 60 Гц; рост прекращается на частоте 20 Гц. Такое явление свидетельствует об уменьшении петлевого усиления из-за эффекта ЭТОС.

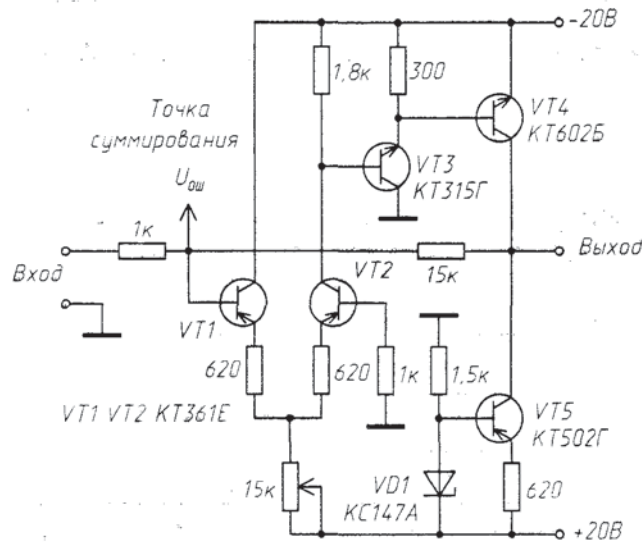


Рис. 9.3. Исследованный двухкаскадный инвертирующий усилитель

Практические рекомендации

Приведем методы снижения и компенсации ТИ в каскадах УН [9.3].

1. Поскольку ТИ определяются рассеиваемой на транзисторе мощностью, последнюю целесообразно снижать.

2. Возможна частотная компенсация ЭТОС подачей на базу транзистора противофазного напряжения, повторяющего по форме значение мгновенной мощности, рассеиваемой на коллекторе.

3. Минимум ТИ имеет УН по каскодной схеме ОЭ-ОБ. Транзистор с ОБ ТИ не вносит, поскольку управляется источником тока (транзистор с ОЭ) с высоким выходным сопротивлением. В результате напряжение $U_{БЭ}$ стабильно. Потенциал коллектора транзистора с ОЭ постоянен, так что изменения температуры его коллекторного перехода незначительны.

9.1.3. Тепловые искажения в дифференциальном каскаде

Тепловые искажения в ДК на высокочастотных БТ приводят к фазовым сдвигам величиной $1...3^\circ$ на частотах $10^2...10^4$ Гц [9.3]. Учет лишь инерционности электрических процессов, обусловленных паразитными емкостями, дает на один-два порядка меньшие величины.

Поскольку напряжение сигнала на выходе ДК на три порядка меньше, чем на выходе УН, тепловые искажения в ДК можно считать линейными, а знак ЭТОС — положительным. Последнее может приводить к неустойчивости режима ДК по постоянному току, исключить которую можно при помощи эмиттерных резисторов с определенным сопротивлением:

$$R_3 > \frac{1}{2,2 \cdot 10^{-3} R_{T(n-c)} U_{кэ ДК}},$$

где $R_{T(n-c)}$ — тепловое сопротивление переход-среда транзисторов ДК, К/Вт (экспериментальный параметр);

$U_{кэ ДК}$ — напряжение коллектор-эмиттер транзисторов ДК, В.

Таким образом, в ДК возникают существенные по значениям линейные искажения в области инфразвуковых частот в виде опережающего сдвига фазы сигнала, а также в подьеме АЧХ.

9.1.4. Тепловые искажения в многокаскадном усилителе мощности

В трехкаскадном УМ с общей ООС линейные и нелинейные ТИ приобретают более сложные формы.

Инфразвуковые интермодуляционные искажения возникают при наличии на входе усилителя паразитных сигналов $3...10$ Гц достаточно большой амплитуды. На практике такая ситуация возникает достаточно часто: при формировании между входами ДК сигнала ошибки в нем присутствуют инфразвуковые составляющие колебаний с амплитудой, превышающей амплитуду полезного сигнала, что объясняется спадом петлевого усиления ниже частоты $\frac{1}{2} \pi \tau_p \approx 85...150$ Гц из-за

рассмотренного ранее уменьшения коэффициента передачи в каскаде УН. Этим также объясняется рост легко измеряемого коэффициента гармоник на низких частотах практически во всех транзисторных УМ.

Если амплитуда сигнала ошибки выходит за пределы максимально допустимого входного напряжения дифференциального сигнала (для простого ДК на БТ эта

величина, напомним, составляет $U_{гр} = (3...6)U_T$, возникают инфразвуковые интермодуляционные искажения. Снизить вероятность их появления можно, применив ДК на полевых транзисторах или квазилинейные ДК.

Кроме выходного каскада искажения огибающей сигнала возникают также и в ДК вследствие нелинейного взаимодействия двух сигналов: полезного сигнала, представляющего собой в общем случае амплитудно-модулированные колебания, и сигнала, производного от огибающей этих колебаний. Последний образуется в результате нелинейного преобразования модулированных по амплитуде колебаний на характеристике передачи УМ при частотах сигналов ниже $\frac{1}{2}T_p$. Из-за спада

петлевого усиления на НЧ в сигнале ошибки общей ООС доминирует инфразвуковая компонента колебаний, производная от огибающей полезного сигнала. Если амплитуда колебаний выходит за пределы линейного участка (без ограничения) характеристики передачи ДК, то в нем образуются инфразвуковые интермодуляционные искажения, которые определяются как искажения огибающей сигнала. В силу амплитудно-фазовой конверсии инфразвуковые интермодуляционные искажения и искажения огибающей превращаются в паразитную частотную модуляцию полезного сигнала.

9.2. Схемотехника усилителей высокой точности

Приведем основные рекомендации для построения УВТ, которые могут строиться на транзисторах или с использованием микросхем ОУ.

1. Для всех вариантов усилителей лучше использовать инвертирующую схему (при этом синфазный сигнал на входе ДК невелик).

2. Входной каскад, как правило, дифференциальный; применение ПТ в нем оптимально с точки зрения динамических и инфразвуковых интермодуляционных искажений.

3. Каскад УН целесообразно строить по каскадной схеме, что дает малые «обычные» и тепловые НИ, а также хорошие высокочастотные свойства.

4. В мощных усилителях выходной каскад должен иметь большой ток покоя; здесь необходимо применять решения, снижающие КИ. Хорошие характеристики имеет выходной каскад с мощными МДП-транзисторами.

5. Для снижения уровня четных гармоник применимо двухтактное включение каскадов усиления по напряжению.

6. При использовании микросхем ОУ с недостаточным быстродействием хорошие характеристики получаются при использовании ВЧ параллельного канала усиления.

7. Для усилителей должны быть предусмотрены контроль переходной характеристики по виду усиленного импульсного сигнала субмаксимальной мощности с достаточно крутыми фронтами (критерий настройки — минимум времени установления при отсутствии затухающих колебаний).

Ниже будут приведены схемы усилителей, так или иначе соответствующие вышеперечисленным требованиям. Основной критерий отбора приводимых схем — детальная проработка всех каскадов, исследование характеристик, нетрадиционность решений.

Практические схемы

На рис. 9.4 приведена схема мощного масштабного усилителя постоянного тока УМВТ 50-84, реализованного по схеме с параллельным высокочастотным каналом в соответствии с изложенными рекомендациями [9.4].