

УДК 621.3

СТРУКТУРА СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С ТОКОВОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Колоша И.С.

Научный руководитель Михальцевич Г.А., старший преподаватель

Рассмотрим упрощенную блок-схему усилителя мощности с токовой обратной связью, показанную на рисунке 1. Она поможет понять, как работает такая структура на системном уровне. Схема имеет нетрадиционный дизайн, в котором два входных каскада на операционных усилителях (ОУ) работают на один каскад усиления напряжения и мощный выходной буфер. Рассмотрим по очереди отдельные блоки этой схемы, и тогда будет легче понять их взаимодействие между собой.

Входной буфер, который используется в этом усилителе, является обычным ОУ с обратной связью по напряжению, выбранный исходя из своих выдающихся аудио характеристик и достаточно высокого выходного тока. Это гарантирует, что ограничивающим фактором для общих характеристик усилителя будет блок токовой обратной связи, а не входной каскад. Выходной ток входного усилителя А1, снятый с его выводов питания, подается на эмиттеры пары транзисторов, включенных с общей базой и образующих каскадное включение. Эти транзисторы обеспечивают стабилизированное напряжение питания для ОУ. На первый взгляд, такое включение, когда выводы питания А1 используются как выходы, а выход используется как вход, может показаться очень странным.

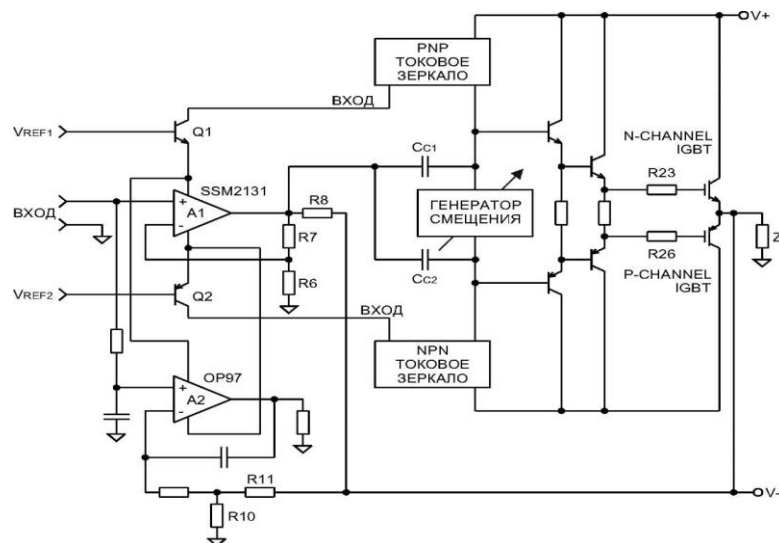


Рисунок 1 – Упрощенная блок-схема усилителя

Входной каскад. Входной буфер, который используется в этом усилителе, является обычным ОУ с обратной связью по напряжению, выбранный исходя из своих выдающихся аудио характеристик и достаточно высокого выходного тока. Это гарантирует, что ограничивающим фактором для общих характеристик усилителя будет блок токовой обратной связи, а не входной каскад.

Выходной ток входного усилителя А1, снятый с его выводов питания, подается на эмиттеры двух транзисторов, включенных с общей базой и образующих каскадное включение. Эти транзисторы обеспечивают стабилизированное напряжение питания для ОУ. На первый взгляд, такое включение, когда выводы питания А1 используются как выходы, а выход используется как вход, может показаться очень странным. Однако

это находится в соответствии с моделью, показанной на рисунке 1, согласно которой выходной ток входного буфера должен быть подан через двунаправленное токовое зеркало на каскад преобразования импедансов. В этом каскаде в конечном итоге получается большое выходное напряжение, потом буферируемое выходным каскадом с единичным усилением.

Процесс однополупериодного выпрямления выходного тока усилителем А1 из-за его работы в классе АВ требует двух токовых зеркал для передачи комплементарных выходных токов. Когда А1 работает с вытекающим выходным током, происходит соответствующее увеличение тока верхнего токового зеркала и уменьшение тока нижнего. Это заставляет напряжение на выходе каскада преобразования импедансов увеличиваться.

Для случая втекающего выходного тока А1 все наоборот. Токовый каскад усиления классифицируется как полностью комплементарный и полностью двухтактный, а это означает, что он будет иметь низкий уровень четных гармоник. Здесь видно, что ток потребления А1 выполняет смещение двух токовых зеркал, которые подключены к полюсам источника питания, и это обеспечивает подходящую рабочую точку для каскада преобразования импедансов и источника напряжения смещения.

Во многих известных усилителях с токовой обратной связью входной буферный каскад имеет единичное усиление и не имеет обратной связи. Здесь в качестве входного каскада использован ОУ, и он должен быть сконфигурирован для получения такого же усиления. Осуществить это очень просто, так как требуется простой резистивный делитель с выхода А1 на землю.

Усилитель будет иметь следующее полное усиление:

$$A_v = \left(1 + \frac{R7}{R6}\right) \left(1 + \frac{R8}{R6 + R7}\right) \quad (1)$$

Каскад усиления напряжения и частотная коррекция. Между выходами двух токовых зеркал, которые подключены к каждому полюсу источника питания, включен регулируемый источник напряжения смещения, который обеспечивает необходимое для работы в классе АВ смещение для комплементарных IGBT транзисторов выходного каскада. Генератор напряжения смещения спроектирован так, чтобы иметь очень низкий выходной импеданс во всем рабочем частотном диапазоне усилителя. Коррекция осуществляется конденсаторами C_{C1} и C_{C2} ; два конденсатора взамен одного используются для сохранения симметричной структуры усилительного каскада. В отличие от упрощенной модели усилителя с токовой обратной связью, показанной на рисунке 1, в данной схеме конденсаторы коррекции подключены в точку суммирования сигнала обратной связи вместо земли. Такое альтернативное подключение положительно влияет на переходную характеристику усилителя, когда он нагружен на довольно низкоимпедансную нагрузку, например, на акустическую систему.

Выходной каскад в виде эмиттерного повторителя на IGBT, использованный в этой схеме, имеет передаточную характеристику, которая содержит два полюса и действительный нуль. Усиление каскада по постоянному току, как обычно, немного меньше единицы. Когда к усилителю подключена нагрузка, имеющая высокий импеданс, например, просто резистор обратной связи, оба полюса выходного каскада находятся на довольно высокой частоте (обычно более 20 МГц) и в полосе пропускания усилителя дают небольшой фазовый сдвиг. Совершенно другая ситуация возникает, когда к выходу усилителя подключена нагрузка. Два полюса выходного каскада теперь разделяются, и тот, который располагается на более низкой частоте, становится

доминирующим и вносит дополнительный вклад в фазовый сдвиг на низких частотах в полосе пропускания усилителя. Это может вызвать серьезные проблемы, если используется схема коррекции, показанная на рисунке 1.1. Например, могут иметь место нежелательные колебания на фронтах прямоугольных импульсов. Схема коррекции, показанная на рисунке 2, решает данную проблему путем введения дополнительного нуля на высокой частоте, что делает усилитель более устойчивым. К тому же, такой метод коррекции позволяет использовать меньшие номиналы конденсаторов, чем в оригинальной схеме. Если принять коэффициент преобразования тока в напряжение R_T для малого сигнала довольно большим, а усиление выходного буфера близким к единице, тогда с замкнутой петлей обратной связи полюс и нуль будут находиться на частотах:

$$f_{POLE} \cong \frac{1}{2\pi \left(2R8 + \frac{R8}{R6 + R7} R_{INV} \right) C_{C12}} \quad (2)$$

и

$$f_{ZERO} = \frac{\left(1 + \frac{R8}{R6 + R7} \right)}{4\pi R8 C_{C12}}, \quad (3)$$

где C_{C12} представляет собой сумму C_{C1} и C_{C2} .

Нужно заметить, что частота, на которой находится нуль, примерно равна полосе пропускания с замкнутой петлей обратной связи, умноженной на усиление петли токовой обратной связи, если R_{INV} имеет относительно малую величину. Эти выражения, плюс выражение (1), являются необходимыми расчетными формулами для определения усиления и малосигнальной полосы пропускания усилителя.

Драйвер и выходные каскады

Эта часть схемы усилителя мощности во многом традиционна, так как, здесь нет коррекции искажений или обеспечения смещения псевдо класса А для уменьшения переключательных искажений. Основным преимуществом этой части схемы усилителя является широкая полоса пропускания, большая скорость нарастания выходного напряжения и устойчивость к возбуждениям с замкнутой петлей обратной связи. Кроме того, низкие коммутационные искажения могут быть достигнуты за счет работы выходных транзисторов с достаточно (но не чрезмерно) большим током покоя. Поэтому в качестве драйвера был выбран каскад в виде простого двойного эмиттерного повторителя, который буферизирует выходное напряжение каскада усиления напряжения и подает его на затворы мощных IGBT транзисторов. Каскад драйвера способен обеспечить ток в несколько сотен миллиампер для перезарядки емкостей затворов IGBT транзисторов в том момент, когда выходное напряжение усилителя изменяется, что является необходимым для такой быстродействующей схемы, как эта.

Усилитель слежения за напряжением смещения. Предназначением этого дополнительного входного каскада является обеспечение необходимой точности тракта по постоянному току и малого дрейфа. Эти параметры не должны зависеть от тракта усиления переменной составляющей, так как ему свойственны плохие характеристики по постоянному току. В некоторых версиях данного усилителя в двух токовых зеркалах используются дорогие прецизионные согласованные пары NPN и PNP транзисторов, а усилитель слежения за напряжением смещения не используется. В них предполагалось, что прецизионно подобранные транзисторы в каждом токовом зеркале обеспечат очень низкое напряжение смещения, так как входной буфер тоже имеет достаточно низкое

напряжение смещения. Однако это не тот случай, который годится для усилителя с токовой обратной связью. Любое рассогласование между двумя токовыми зеркалами вызывает появление заметного тока смещения на выходе входного буфера, и этот ток протекает через резистор обратной связи R8 на выход. Он не может протекать через R6 и R7 на землю, так как ток в этих резисторах определяется только напряжением, присутствующим на выходе входного буфера. Выходное напряжение смещения без усилителя слежения за напряжением смещения при этом становится равно:

$$V_{OOS} = V_{IOS(A1)} \left(1 + \frac{R7}{R6} \right) \left(1 + \frac{R8}{R6 + R7} \right) + I_{BIAS} R8 \quad (4)$$

Обычно $V_{IOS(A1)}$ может быть сделано достаточно малым путем использования ОУ с низким напряжением смещения. К сожалению, выходной ток смещения I_{BIAS} может быть довольно большим, например, 100 мкА в статических условиях и даже больше, если существует градиент температуры между двумя токовыми зеркалами на плате усилителя. Этот ток легко может вызвать на выходе напряжение смещение, достигающее 100 мВ, которое будет меняться с прогревом усилителя. Большое смещение, подобное этому, скорее всего, будет вызывать слышимый щелчок в момент срабатывания реле, которое подключает акустические системы к усилителю, что является совершенно нежелательным.

Решением данной проблемы является введение низкочастотной серво-петли, которая будет поддерживать уровень постоянной составляющей на выходе независимо от того, какой низкочастотный ток или флуктуации напряжения существуют внутри главной петли обратной связи. Это легко осуществить путем использования второго маломощного прецизионного ОУ А2, который используется как интегратор с очень низкой частотой среза (менее 5 Гц). Низкая частота среза гарантирует, что интегратор не будет влиять на характеристики усилителя в звуковой полосе частот. Обратная связь по напряжению подается с основного выхода на вход интегратора через резисторы R10 и R11, которые устанавливают усиление по постоянному току. Это усиление сделано равным тому, которое определяется выражением (1). Так как А2 нагружен на заземленный резистор, как показано на рисунке 2, он ведет себя как операционный преобразователь напряжения в ток, выходной ток которого снимается с выводов питания. Этот компенсирующий выходной ток подается на два транзистора, включенных с общей базой, где он суммируется с током, поступающим с выводов питания А1. Выходной ток А2 заставляет исчезнуть I_{BIAS} почти полностью, поскольку усиление интегратора на постоянном токе, вместе с дополнительным усилением каскада преобразования импедансов, очень большое. Следовательно, на постоянном токе интегрирующая петля регулирования полностью перевешивает петлю токовой обратной связи, и выходное напряжение смещения уменьшается со значения, полученного в формуле (4) до следующего значения:

$$V_{OOS} = V_{IOS(A2)} \left(1 + \frac{R11}{R10} \right) \quad (5)$$

Это означает, что может быть получено сколь угодно малое смещение путем выбора ОУ А2 с малым напряжением смещения. Дополнительный ОУ – не такая большая цена за низкое напряжение смещения, учитывая отсутствие необходимости применения дорогих подобранных пар NPN и PNP транзисторов в токовых зеркалах.

Литература

1. Mark Alexander, "A Current Feedback Audio Power Amplifier", 88th Convention of the Audio Eng. Soc., reprint #2902, March 1990.