

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

СХЕМОТЕХНИКА



№ 2
ФЕВРАЛЬ
2003

АУДИОТЕХНИКА

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

СИСТЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ

ЭЛЕКТРОНИКА В БЫТУ

УМЗЧ с токовой обратной связью

Тема построения УМЗЧ с токовой обратной связью весьма интересна, поскольку такие усилители могут обеспечить весьма высокие результаты. В двух последних номерах журнала «Схемотехника» за прошлый год был описан УМЗЧ с токовой обратной связью, в этой статье предложен еще один вариант подобного усилителя.

Многие западные фирмы-производители электронных компонентов освоили и быстро наращивают выпуск интегральных ОУ с токовой обратной связью (ОУОСТ). Динамические параметры ОУОСТ впечатляют: частотная полоса «перешагнула» гигагерцовый рубеж, а максимальные скорости изменения выходного сигнала измеряются сотнями и тысячами вольт в микросекунду. Сравнительный анализ параметров классических ОУ с обратной связью по напряжению и ОУ с обратной связью по току позволяет сделать вывод о следующих достоинствах и недостатках последних [1, 2].

Достоинства:

- более высокая максимальная скорость нарастания/спада выходного сигнала;
- меньшие нелинейные и интермодуляционные искажения;
- более широкая полоса пропускания и ее слабая зависимость от глубины обратной связи.

Недостатки:

- более высокое напряжение смещения входа;
- более высокий уровень шума;
- необходимость использования сравнительно низкоомной цепи обратной связи;
- меньшее значение коэффициента подавления нестабильности питания.

Идея разработки схемы УМЗЧ, базирующейся на технических решениях, используемых в схемотехнике ОУОСТ, непосредственно вытекает из того обстоятельства, что перечисленные выше достоинства ОУОСТ одновременно являются и наиболее трудно выполнимыми требованиями, которые предъявляются к УМЗЧ классов Hi-Fi и Hi-End. Что же касается недостатков ОУОСТ, то они, как показал анализ, либо не имеют существенного значения применительно к УМЗЧ (повышенный уровень шума, низкоомная цепь ОС), либо же их негативное влияние может быть значительно ослаблено дополнительными мерами. На рис. 1 изображена функциональная схема типичного ОУОСТ, а на рис. 2 — принципиальная схема предлагаемого УМЗЧ.

Принципы построения и основные параметры ОУОСТ достаточно подробно изложены в [1–3] и в данной статье не рассматриваются. Функциональная же схема ОУОСТ приведена только для того, чтобы наглядно показать взаимосвязь схемы УМЗЧ со схемотехникой ОУОСТ (см. табл. 1).

Следует подчеркнуть, что механический перевод схемных решений аналоговых ИМС на дискретные компоненты, как правило, не дает ожидаемых результатов. Объясняется это следующим: компоненты ИМС (транзисторы, резисторы), изготовленные в одном технологическом цикле и близко расположенные на кристалле, име-

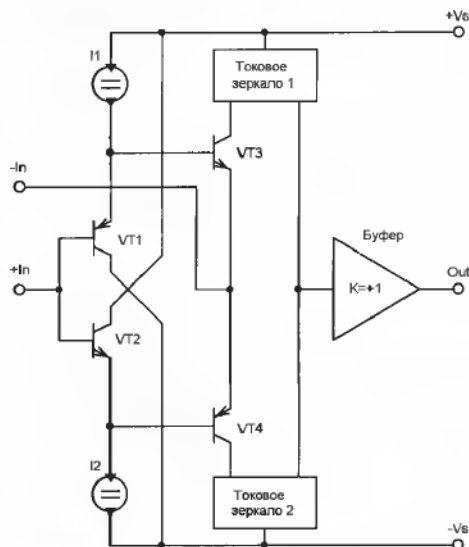


Рис. 1

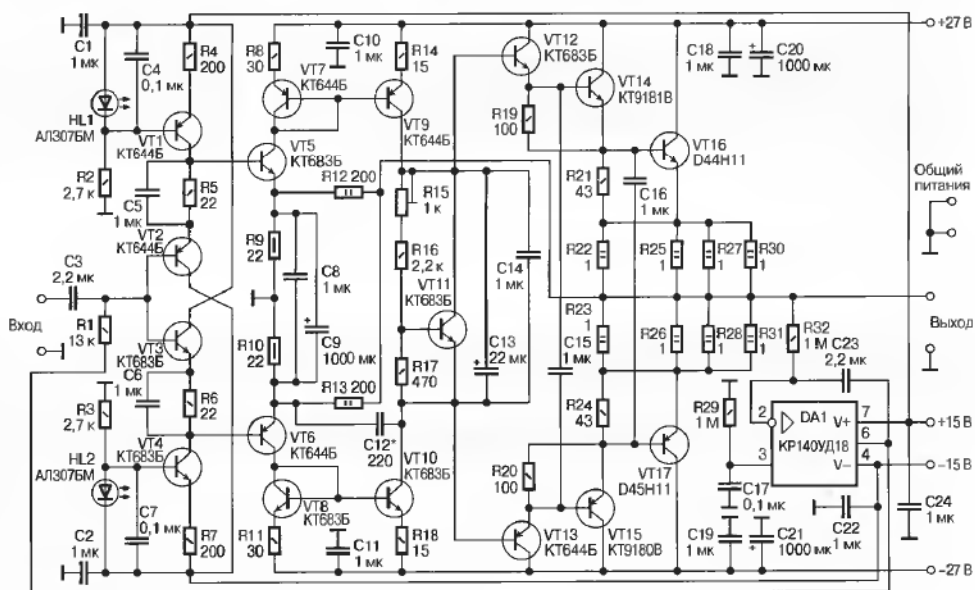


Рис. 2

Таблица 1

Компоненты ОУОСТ	Соответствующие компоненты УМЗЧ
VT1, VT2, VT3, VT4	VT2, VT3, VT5, VT6
Источник тока I1	VT1, HL1, R2, R4, C4
Источник тока I2	VT4, HL2, R3, R7, C7
Токовое зеркало 1	VT7, VT9, R8, R14
Токовое зеркало 2	VT8, VT10, R11, R18
Буфер	VT11–VT17, R15–R17, R19–R28, R30, R31, C13–C16

ют хорошо согласованные параметры и практически равные температуры. Это позволяет в полной мере использовать преимущества принципа взаимности компонентов. Степень согласованности параметров однотипных дискретных компонентов могут значительно ниже, а их температуры могут существенно отличаться. По этой причине в схемах, реализуемых на дискретных компонентах, должны быть предус-

мотрены дополнительные меры, повышающие стабильность их работы. Так, в частности, коэффициент передачи интегрального отражателя тока (токового зеркала) хорошо предсказуем и определяется отношением площадей эмиттерных переходов транзисторов. При дискретной же реализации токового зеркала предсказуемость и стабильность его параметров может быть обеспечена только путем включения в эмиттерные цепи транзисторов токостабилизирующих резисторов. В УМЗЧ коэффициенты передачи отражателей тока выбраны равными двум и определяются сопротивлениями резисторов R8, R11, R14, R18. Резисторы R5, R6, R9, R10 обеспечивают температурную стабилизацию тока покоя транзисторов VT5, VT6.

Отмеченный выше недостаток ОУОСТ, заключающийся в повышенном уровне напряжения смещения входа, применительно к УМЗЧ становится серьезной проблемой, поскольку дискретные транзисторы имеют большие разбросы напряжений переходов база-эмиттер. Решается эта проблема с помощью цепи компенсации постоянной составляющей выходного напряжения УМЗЧ, в которую входит резистор R1 задания смещения на базы вход-

ных транзисторов VT2, VT3 и интегратор, реализованный на компонентах DA1, C17, C23, R29, R32. При использовании в интеграторе ОУ с малыми входными токами (желательно использовать ОУ с полевыми транзисторами на входе), уровень постоянной составляющей напряжения УМЗЧ приблизительно равен напряжению смещения ОУ DA1. Следует, однако, иметь в виду, что включение в цепь обратной связи интегратора повышает порядок передаточной функции УМЗЧ, превращая его в фильтр высокой частоты второго порядка с параметрами:

$$FP = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{C3R1C23R32}},$$

$$Q = \sqrt{K \frac{C3R1}{C23R32}},$$

где K — коэффициент усиления УМЗЧ; F и Q — соответственно частота и добротность пары полюсов, реализуемых фильтром.

При величине $Q > 0,707$ АЧХ усилителя имеет выброс в области низких частот, что обычно нежелательно. Номиналы компонентов $C3$, $C23$, $R1$, $R32$ следует выбирать так, чтобы обеспечить величину $Q \leq 0,5$, при которой фильтр реализует вещественную пару полюсов. Указанным на схеме номиналам соответствует величина $Q = 0,36$, при которой гарантированно обеспечивается монотонный спад АЧХ УМЗЧ в области низких частот.

Негативное влияние другого недостатка усилителей с токовой ОС — сравнительно небольшое подавление пульсаций питающих напряжений — значительно ослабляется за счет использования стабилизированных источников для питания входных повторителей, реализованных на $VT1$, $VT4$, $HL1$, $HL2$, $R2$ — $R4$, $R7$, $C4$, $C7$.

Начальное смещение транзисторов выходного буфера (разность напряжений на базах транзисторов $VT12$ и $VT13$) задается с помощью транзистора $VT11$ и резисторов $R15$ — $R17$, которые образуют схему так называемого умножителя напряжения перехода база-эмиттер:

$$V_{ce_{VT11}} = V_{be_{VT11}} \left(1 + \frac{R_{15} + R_{16}}{R_{17}} \right),$$

где V_{ce} и V_{be} — напряжение между выводами коллектор-эмиттер и база-эмиттер транзистора $VT11$ соответственно.

Величина множителя напряжения V_{be} с помощью подстроечного резистора $R15$ устанавливается приблизительно равной шести, то есть числу прямо смещенных эмиттерных переходов транзисторов, используемых в выходном буфере. В идеальном случае, когда транзисторы $VT12$ — $VT17$ и транзистор $VT11$ имеют равные температуры и одинаковые температурные коэффициенты напряжений переходов база-эмиттер, ток покоя буфера не зависит от температуры. К сожалению, на практике эти условия выполняются лишь отчасти даже в том случае, когда транзистор $VT11$ конструктивно размещен на радиаторе мощного транзистора $VT16$ (или $VT17$). Дополнительная мера, направленная на снижение температурного дрейфа тока покоя транзисторов $VT16$, $VT17$ — включение в их эмиттерные цепи резисторов $R22$, $R23$, $R25$ — $R28$, $R30$, $R31$. Выбор номиналов указанных резисторов является компромиссом между стабильностью тока покоя мощных транзисторов и КПД усилителя.

Резисторы $R9$, $R10$, зашунтированные конденсаторами $C8$, $C9$, по переменному току включены параллельно и одновременно выполняют две функции: стабилизируют ток покоя транзисторов $VT5$, $VT6$ и являются нижним плечом делителя напряжения цепи общей отрицательной ОС усилителя. Верхнее плечо делителя напряжения цепи ООС образовано включенными параллельно по переменному току резисторами $R12$, $R13$. Коэффициент усиления УМЗЧ может быть рассчитан по формуле:

$$K = 1 + \frac{Reqv1}{Reqv2},$$

где $Reqv1$ — эквивалентное сопротивление параллельно включенных резисторов $R12$ и $R13$; $Reqv2$ — эквивалентное сопротивление параллельно включенных резисторов $R9$ и $R10$.

Динамические характеристики (АЧХ, переходная характеристика, максимальные скорости нарастания и спада выходного сигнала) УМЗЧ определяются частотными свойствами и режимами работы транзисторов, а также сопротивлением резисторов $R12$, $R13$ цепи ООС и емкостью конденсатора $C12$ частотной коррекции. Следует заметить, что при вариации коэффициента усиления УМЗЧ синхронным изменением сопротивлений резисторов $R9$, $R10$ ширина полосы пропускания изменяется незначительно. Этим усилитель с токовой ОС принципиально отличается от традиционных УМЗЧ, у которых произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания является постоянной величиной.

Анализ качественных показателей УМЗЧ осуществлялся с помощью подсистемы схемотехнического моделирования, входящей в состав профессиональной САПР радиоэлектронных устройств OrCAD 9.2. Анализ производился при следующих условиях:

- номинальные значения напряжения источников питания — ± 27 В и ± 15 В;
- ток покоя транзисторов $VT16$, $VT17$ — 130 мА;
- сопротивление нагрузки УМЗЧ и емкость корректирующего конденсатора $C12$ (если они не указываются ниже явно) — соответственно 4 Ом и 220 пФ;
- источники испытательных сигналов имеют нулевое выходное сопротивление.

Таблица 3

Емкость конденсатора $C12$, пФ	Верхняя частота полосы пропускания на уровне -3 дБ, МГц	Запас устойчивости по фазе, градусы	Максимальная емкость нагрузки	Максимальная скорость изменения выходного сигнала, В/мкс	
				нарастания	спада
51	27,09	70,44	1300 пФ	1388	1859
75	14,18	77,71	2200 пФ	953,4	982,3
100	10,11	80,98	4000 пФ	722,1	750,5
220	4,41	85,87	∞	336,8	339,7
330	2,93	87,17	∞	225,7	225,8
470	2,05	87,93	∞	158,5	158,4

В результате анализа получены следующие результаты:

- коэффициент усиления на частоте 1000 Гц — 10,1;
- выходная мощность при сопротивлении нагрузки 4 Ом и уровне нелинейных искажений 1,5 % — 72 Вт;
- нижняя граница полосы пропускания на уровне минус 3 дБ — 4,9 Гц;
- входное сопротивление на частоте 1 кГц — 12,9 кОм;
- выходное сопротивление на частоте 1 кГц — 0,000433 Ом;
- проникновение на выход пульсаций с частотой 100 Гц порядка 1,3 мВ/В при пульсациях одного из источников и около 0,13 мВ/В при симметричных противофазных пульсациях двух источников.

Коэффициент нелинейных искажений для различных сочетаний выходной мощности, сопротивления нагрузки на частотах 1 и 10 кГц приведен в табл. 2, зависимость основных динамических характеристик УМЗЧ от емкости корректирующего конденсатора — в табл. 3.

На рис. 3 и 4 изображены АЧХ, полученные в результате анализа УМЗЧ при вариации емкости корректирующего конденсатора $C12$ (рис. 3) и емкости нагрузки (рис. 4). На рис. 3 отмечены точки, соответствующие спаду АЧХ на 3 дБ.

Временные диаграммы (рис. 5) — отклик УМЗЧ на входное воздействие, представляющее собой последовательность прямоугольных импульсов с параметрами:

- размах напряжения — 3 В;
- период следования импульсов — 1 мкс;
- длительность нарастания и спада импульсов — 10 нс;
- скважность импульсов — 2.

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

- динамические характеристики УМЗЧ могут предсказуемо варьироваться в широких пределах путем изменения емкости конденсатора $C12$ частотной коррекции;

Таблица 2

Условия тестирования			КНИ, %
F , кГц	$R_{вых}$, Вт	$R_{нагр}$, Ом	
1	7,5	8	0,00099
1	25	8	0,00198
1	15	4	0,00151
1	50	4	0,00229
10	7,5	8	0,00127
10	25	8	0,00216
10	15	4	0,00141
10	50	4	0,00290

- в звуковом диапазоне частот нелинейные искажения УМЗЧ слабо зависят от частоты (при увеличении частоты на порядок нелинейные искажения увеличиваются не более чем в 1,26 раза);
- питание силовой части УМЗЧ может осуществляться от нестабилизированных источников со значительным уровнем пульсаций.

Теперь следует особо сказать о назначении конденсаторов $C15$, $C16$. В процессе моделирования выяснилось, что при отсутствии этих конденсаторов и высокой скорости нарастания выходного напряжения УМЗЧ скорость увеличения эмиттерных токов транзисторов $VT14$, $VT16$ верхнего плеча буфера существенно превышает скорость уменьшения

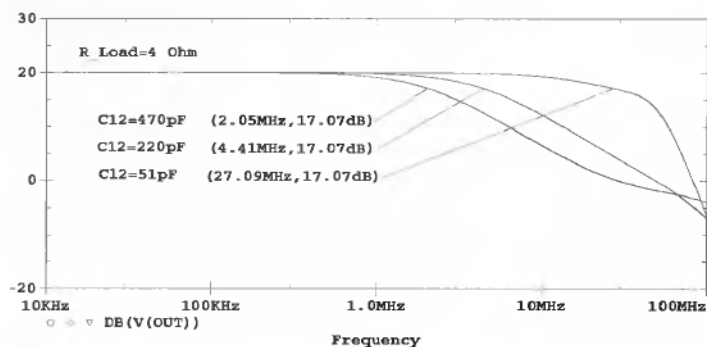


Рис. 3

эмиттерных токов транзисторов VT15, VT17 нижнего плеча буфера. При быстром спаде выходного сигнала УМЗЧ события развиваются «с точностью до наоборот»: эмиттерные токи транзисторов VT14, VT16 уменьшаются медленнее, чем возрастают токи транзисторов VT15, VT17. Фактически складывается следующая ситуация: преобразователь ток-напряжение (отражатели тока) обеспечивают столь высокую скорость изменения входного напряжения буфера, что она вызывает динамическую перегрузку последнего. Динамическая перегрузка буфера имеет, как минимум, два негативных последствия:

- через пары транзисторов VT14, VT15 и VT16, VT17 протекают значительные пульсирующие токи;
- для восстановления буфера после снятия перегрузки требуется определенное время.

Конденсаторы C15, C16 форсируют процесс закрывания тех из транзисторов VT14—VT17, эмиттерные токи которых в данный момент должны уменьшаться, что практически устраняет динамическую перегрузку выходного буфера. На рис. 6 приведены временные диаграммы эмиттерных токов транзисторов VT16, VT17, полученные в результате двухвариантного моделирования УМЗЧ: при наличии и отсутствии конденсаторов C15, C16.

В обоих случаях на вход УМЗЧ подавался гармонический сигнал с амплитудой 2 В и частотой 1,8 МГц. На диаграммах хорошо видно, что при наличии конденсаторов C15, C16 транзисторы VT16, VT17 находятся в проводящем состоянии поочередно, что исключает возможность протекания через них значительных сквозных токов. При отсутствии этих конденсаторов транзисторы VT16, VT17 одновременно находятся в проводящем состоянии (на протяжении всего периода усиливаемого сигнала), что и предопределяет наличие сквозного

тока. Здесь важно отметить, что при дальнейшем увеличении скорости изменения (частоты и/или амплитуды) входного сигнала процесс нарастания сквозного тока мощных транзисторов приобретает характер лавины. При отсутствии конденсаторов C15, C16 и увеличении частоты входного гармонического сигнала с 1,8 до 2 МГц (амплитуда по-прежнему равна 2 В) сквозной ток транзисторов VT16, VT17 возрастает до катастрофической величины, приблизительно равной 48 А.

Моделирование показало, что в УМЗЧ могут использоваться современные транзисторы других типов. Так, в частности, при замене VT1, VT2, VT6, VT13 и VT3, VT4, VT5, VT12 на транзисторы соответственно KT6116A (2N5401) и KT6117A (2N5551) основные параметры УМЗЧ даже несколько улучшаются. Если коэффициенты передачи отражателей тока установить равными единице (использовать резисторы R14, R18 с номиналом 30 Ом), то транзисторы VT7, VT9 и VT8, VT10 также можно заменить на транзисторы типов KT6116A и KT6117A. Сложнее обстоит дело с возможностью замены мощных транзисторов VT16, VT17. Комплементарные транзисторы D44H11, D45H11 фирмы Motorola характеризуются уникальным сочетанием параметров:

- максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер — 80 В;
- максимальный ток коллектора — 10 А;
- граничная частота коэффициента передачи тока — не менее 40 МГц.

Подобрать адекватную замену этим транзисторам из отечественных автору не удалось. Однако при некотором ухудшении динамических характеристик в УМЗЧ вполне могут использоваться мощные низкочастотные транзисторы. Сравнительный анализ исходной схемы (рис. 2) УМЗЧ и варианта, в котором использовались низкочастотные транзисторы VT16, VT17 типов 2N3055, MJ2955

(отечественные аналоги KT819, KT818), показал следующее:

- при использовании низкочастотных транзисторов ухудшение АЧХ (сужение полосы, выброс АЧХ в области высоких частот) имеет место при емкости корректирующего конденсатора C12 меньше 220 пФ;
- при емкости конденсатора C12, превышающей 220 пФ, динамические характеристики (АЧХ, максимальная скорость изменения выходного сигнала, устойчивость при работе на емкостную нагрузку) обоих вариантов схемы практически одинаковы.

Потенциальные возможности усилителя могут быть реализованы только при оптимальной топологии печатной платы (ПП), минимизирующей паразитные электромагнитные связи, которые могут оказывать существенное негативное влияние на характеристики УМЗЧ. Учитывая специфические особенности усилителя (сравнительно небольшой коэффициент усиления по напряжению и низкое входное сопротивление, большие уровни токов выходного буфера, достаточно широкая полоса пропускания) можно сделать вывод о том, что доминирующими видами паразитной связи в УМЗЧ являются [4, 5]:

- связь через конечное сопротивление общего участка «земляной» шины;
- связь через внутреннее сопротивление и соединительные провода источников питания.

Методика минимизации паразитных связей через общие участки «земляной» шины очевидна: топология ПП и проводной монтаж усилителя должны исключать протекание больших токов выходного буфера и малых токов входных каскадов (входной повторитель, преобразователь ток-напряжение) через одни и те же (общие) участки «земляной» шины. Следует, однако, заметить, что очевидность методики вовсе не означает простоту

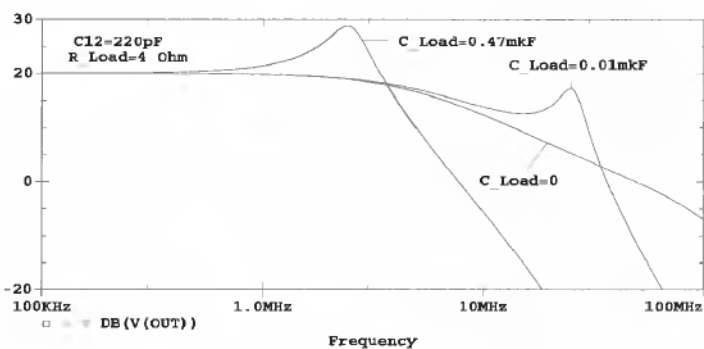


Рис. 4

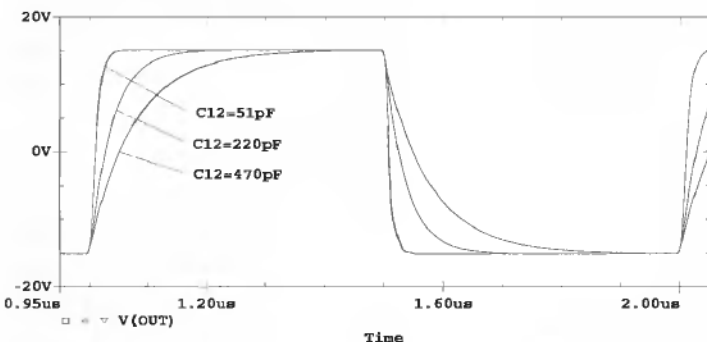


Рис. 5

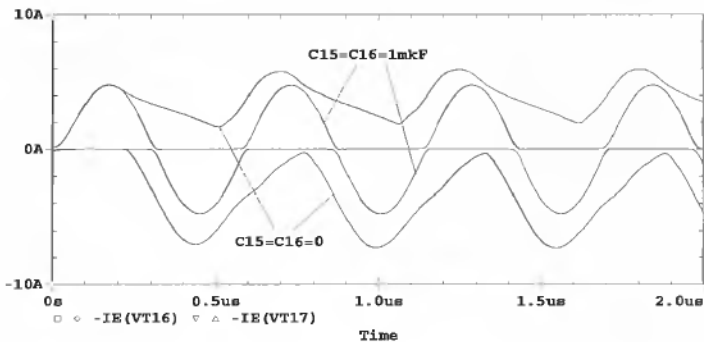


Рис. 6

практической реализации ее рекомендаций. Ослабление паразитных связей через внутреннее сопротивление и соединительные провода источников питания достигается следующими мерами:

- использованием низкочастотных (оксидных) и высокочастотных (керамических) развязывающих конденсаторов;
- использованием отдельных (слаботочной и сильноточной) шин питания преобразователя ток-напряжение и выходного буфера;
- использованием стабилизированных напряжений для питания входных повторителей напряжения;
- подключением источников питания +27 В и -27 В отдельными витыми парами проводов минимально возможной длины.

Изложенные рекомендации иллюстрирует рис. 7, на котором условно изображены элементы и проводники, в наибольшей степени влияющие на уровни паразитных связей.

На рис. 7 жирными линиями выделены проводники, по которым протекают переменные или пульсирующие токи значительной величины. Точка, помеченная буквой «А», является опорной силовой «землей», которая соединяется с точками сигнального заземления отдельным печатным проводником (возможно, несколькими). Печатные проводники слаботочных шин питания должны начинаться в точке подключения выводов электролитических конденсаторов C20, C21. Желательно, чтобы эти конденсаторы имели малую величину эквивалентного последовательного сопротивления (ESR) на высоких частотах. Точки заделки потенциальных выводов керамических конденсаторов C18, C19 должны находиться в непосредственной близости от точек подключения выводов коллекторов транзисторов VT16, VT17. Точки заделки выводов керамических конденсаторов C10, C11 должны находиться рядом с точками соединения соответствующих выводов пар резисторов R8, R14 и R11, R18. «Заземленные» выводы всех развязывающих конденсаторов должны соединяться с опорной землей (точка А на рис. 7) отдельными печатными проводниками достаточной ширины и минимально возможной длины.

Помимо этого при разработке конструкции усилителя необходимо учитывать следующие рекомендации:

- транзистор VT11 необходимо укрепить на радиаторе мощного транзистора

VT16 (или VT17). Место расположения транзистора VT11 на радиаторе и тепловое сопротивление корпус транзистора—радиатор подбирается экспериментально по приведенной ниже методике;

- интегральные стабилизаторы напряжений ± 15 В (на рис. 2 не показаны) желательно разместить непосредственно на печатной плате УМЗЧ. Рекомендуемые типы стабилизаторов — КР1157ЕН15А, КР1179ЕН15;
- если не представляется возможным разместить транзисторы VT16, VT17 так, чтобы их выводы запаивались непосредственно в печатную плату, необходимо использовать жгуты минимально возможной длины, состоящие из трех свитых проводников с сечением жилы не менее 0,5 мм².

Важно понимать, что реализация перечисленных конструктивных мер существенно ослабляет нежелательные паразитные связи, но принципиально не может подавить их до нулевого уровня. Негативное влияние остаточных паразитных связей заключается, как минимум, в искажении амплитудно-частотной и переходной характеристик усилителя. Во многих случаях внешние проявления действия паразитных связей (но не сами паразитные связи!) могут быть ослаблены «грубой силой», а, именно, увеличением емкости корректирующего конденсатора C12. Однако это только кажущееся решение проблемы, поскольку за него приходится расплачиваться неизбежным ухудшением динамических характеристик усилителя: как минимум, сужается частотная полоса и уменьшаются максимальные скорости изменения выходного сигнала. Существует распространенное заблуждение, которое заключается в том, что ухудшение качественных показателей, обусловленное паразитными связями (конструктивными факторами), «списывается» на схемотехнику усилителя, т. е. по существу делается неверный вывод о предельных возможностях схемного решения УМЗЧ. К сожалению, не существует методики испытаний усилителя, которая позволяет по раздельности количественно оценить вклады «схемной» и «паразитной» составляющих в ухудшение параметров УМЗЧ. Вывод из сказанного очевиден: достижение высоких качественных показателей УМЗЧ возможно только при сбалансированном качестве его схемных и конструктивных решений.

Настройка УМЗЧ сводится к выполнению трех операций:

- установке суммарного тока покоя транзисторов выходного буфера равным 80...150 мА с помощью подстроечного резистора R15;
- установке оптимальной тепловой связи транзисторов VT11 и VT16;
- выбору оптимальной емкости конденсатора C12 частотной коррекции.

Перед первым включением УМЗЧ необходимо, во-первых, установить движок подстроечного резистора R15 в нижнее по схеме положение, во-вторых, обеспечить максимально возможную тепло-

вую связь транзисторов VT11, VT16 и, в третьих, установить в схему конденсатор C12 с номиналом 430...620 пФ. Ток покоя транзисторов выходного буфера удобно (без разрыва силовой цепи) оценивать по общему падению напряжения на резисторах R22, R23, R25—R28, R30, R31, эквивалентное сопротивление которых равно 0,5 Ом. Оптимальной тепловой связи транзисторов VT11, VT16 соответствует равенство токов:

$$I_0 = I_{0p},$$

где I_0 — ток покоя транзисторов выходного буфера, измеренный после длительного (достаточного для установления теплового режима) нахождения УМЗЧ в режиме «молчания»; I_{0p} — ток покоя транзисторов буфера, измеренный незамедлительно после длительного нахождения УМЗЧ в режиме работы, при котором транзисторы VT16, VT17 рассеивают максимальную мощность.

При гармоническом испытательном сигнале мощность рассеивания транзисторов VT16, VT17 максимальна, когда амплитуда выходного сигнала УМЗЧ составляет 64 % от напряжения питания одного плеча усилителя. Если выполняется условие $I_0 > I_{0p}$, то это означает, что имеет место температурная перекompенсация тока покоя и необходимо ослабить тепловую связь транзисторов VT11, VT16. Ослабление тепловой связи может быть достигнуто перемещением транзистора VT11 на периферийный участок радиатора мощного транзистора и/или использованием теплоизолирующих прокладок. Если же выполняется условие $I_0 < I_{0p}$, то это означает, что имеет место температурная недокомпенсация тока покоя и необходимо всеми доступными средствами увеличивать тепловую связь транзисторов VT11, VT16. Здесь важно отметить два момента:

- контроль токов I_0 , I_{0p} необходимо осуществлять при закрытом корпусе усилителя, т. е. в реальных условиях охлаждения радиаторов;
- полная температурная компенсация тока покоя недостижима. Результат можно считать удовлетворительным, если отношение токов I_0/I_{0p} находится в диапазоне значений 0,6...1,4.

Оптимальной величины емкости корректирующего конденсатора C12 соответствует критический (граничный между колебательным и аperiodическим) характер установления УМЗЧ при подаче на его вход скачка (перепада) напряжения. Практически подбор номинала конденсатора C12 необходимо осуществлять, подавая последовательно прямоугольных импульсов на вход УМЗЧ и наблюдая его выходной сигнал на экране широкополосного осциллографа. Размах напряжения и частота следования входных импульсов могут варьироваться в пределах соответственно 100...200 мВ и 100...500 кГц. Длительности нарастания и спада входных импульсов не должны превышать 50 нс. Необходимо, чтобы в процессе подбора номинала конденсатора C12 к выходу УМЗЧ была подключена реальная нагрузка (акустическая система).

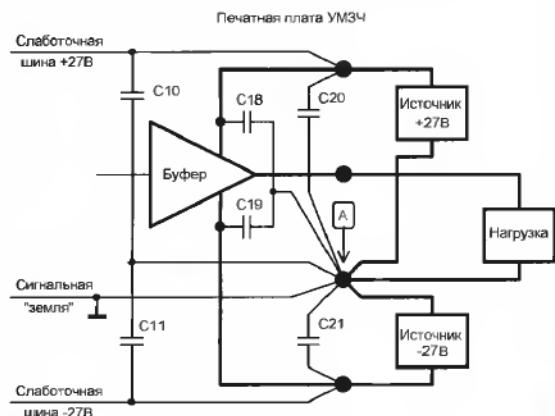


Рис. 7

В заключение рискну высказать предположение о том, что в скором времени усилитель с токовой ОС станет популярным (возможно базовым) схемотехническим решением УМЗЧ высокой верности воспроизведения.

Сергей Лоцицкий
radioavt@online.debyrnsk.ru

Литература:

1. Л. Ридико. Усилитель мощности с токовой обратной связью. — Схемотехника, 2002, № 11, с. 2—6, № 12, с. 2—6.
2. Г. Волович. Широкополосные интегральные усилители. — Схемотехника, 2002, № 3, с. 22—27.

3. Операционные усилители и компараторы. Справочник, том 12. — М.: Додэка, 2001.

4. М. Л. Волин. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Радио и связь, 1981.

5. Дж. Барнс. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами. — М.: Мир, 1990.

автоэлектроника

Комбинированный электронный блок зажигания

Главное отличие предлагаемого вниманию читателей электронного блока зажигания от ранее описанных устройств заключается в том, что длительность искры, формируемой блоком, примерно обратно пропорциональна квадрату напряжения питания, другими словами, если при напряжении питания 14 В установить длительность искры в пределах 1,5...2 мс, то при снижении напряжения на аккумуляторной батарее до 7...8 В при пуске двигателя длительность искры возрастает до 7...8 мс. Это обеспечивает уверенный пуск при любых погодных условиях и повышает ресурс аккумуляторной батареи.

Блок формирует искру из двух фаз — начальной (тиристорной) и конечной (транзисторной). Узлы формирования фаз искры в нем разнесены, что несколько усложняет блок, но упрощает настройку и повышает надежность. Все детали, используемые в электронной системе зажигания (ЭСЗ), кроме трансформатора Т1, стандартные. ЭСЗ эксплуатируется около 10 лет, и каких-либо отказов в ее работе не наблюдалось.

Принципиальная схема блока приведена на рис. 1. ЭСЗ состоит из двух похожих по строению частей: верхней и нижней. Верхняя часть формирует короткую тиристорную фазу искры, длительность которой практически не зависит от напряжения питания и составляет около 0,2 мс. Тиристорная часть ЭСЗ управляет работой нижней части, формирующей транзисторную фазу, длительность которой обратно пропорциональна квадрату напряжения питания.

Входные цепи обеих половин системы зажигания очень похожи. В верхней части схемы они предназначены для подавления «дребезга» контактов прерывателя (элементы С1, R2, C2, R4, VD6). Диоды VD2—VD5 ограничивают амплитуду входного импульса. Аналогичные элементы в нижней части схемы устраняют помехи, возникающие при переключении триггера, собранного на транзисторах VT2 и VT3.

Когда контакты прерывателя замкнуты, оба транзистора этого триггера и управляющий транзистор VT4 закрыты. Закрыты и мощные транзисторы VT5, VT6. Транзистор VT1 и диод VD1 уменьшают взаимное влияние тиристорной и транзисторной частей блока. При размыкании контактов прерывателя триггер VT2, VT3 включается и открываются транзисторы VT5, VT6. Транзистор VT4 останется закрытым. Через первичную обмотку трансформатора Т1 и резистор R13 начнет протекать линейно нарастающий ток. Когда он достигнет величины примерно 6 А, падение напряжения на резисторе R13 окажется достаточным для открывания транзистора VT4, что приведет к быстрому переключению триггера VT2, VT3 в исходное состояние и закрыванию транзисторов VT5, VT6.

Накопленную энергию трансформатор Т1 преобразует в импульс напряжения на обмотке III, который, пройдя через диод VD7, зарядит конденсатор C5 до напряжения 110...120 В. Столь низкое напряжение на накопительном конденсаторе, по сравнению с обычными тиристорными системами зажигания 350...400 В, объясняется очень большим коэффициентом трансформации катушки зажигания Б114 — более 350, а энергия искры сохраняется благодаря увеличению емкости накопительного конденсатора C5 до 10 мкФ.

Напряжение, до которого заряжается конденсатор C5, не зависит от напряжения питания, но при его снижении резко возрастает время накопления энергии в трансформаторе Т1. Это свойство используется для управления транзисторной частью ЭСЗ. Замыкание контактов прерывателя не приводит к каким-либо переключениям в блоке.

При очередном размыкании контактов прерывателя повторяется описанный процесс переключения триггера VT2, VT3. В момент открывания транзисторов VT5 и VT6 с обмотки II трансформатора Т1 на управляющий электрод триггера VS1 подается открывающий импульс. Конденсатор C5 разряжается через первичную обмотку катушки зажигания Т2. При этом формируется первичная тиристорная фаза искры.

Одновременно с открыванием транзисторов триггера VT2 и VT3 открывается транзистор VT1 и через диод VD1 подается напряжение питания и запускающий импульс на триггер VT7, VT8. Открывается и транзистор VT10. На базу транзистора VT11 подается отпирающее напряжение.

По мере разрядки конденсатора C5 напряжение на нижнем выводе первичной обмотки катушки зажигания увеличивается. Как только оно пройдет через нуль, откроется диод VD13 и через первичную обмотку катушки зажигания и транзистор VT12 начнет протекать в том же направлении нарастающий ток, который будет поддерживать искру в свече. Одновременно с этим будет происходить накопление энергии в первичной обмотке катушки зажигания. Время этого процесса зависит от времени накопле-

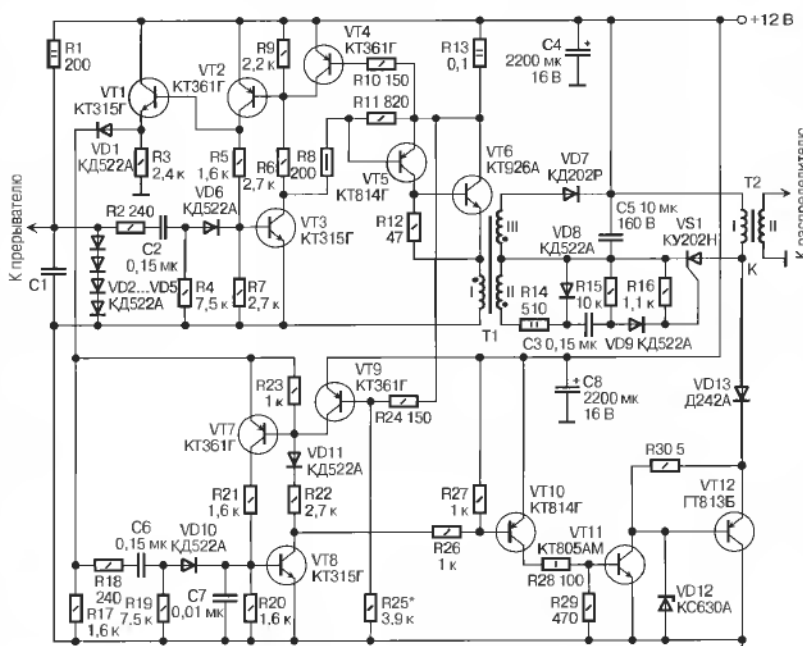


Рис. 1