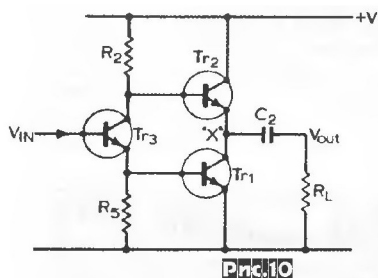


Грэхем Мэйнард, повторяя очень удачное схемное решение 10-ваттного некомплементарного транзисторного УМЗЧ с выходной ступенью в режиме класса А, предложенное (рис.9) в 1969 году Джоном Линсли Худом (июньский номер «Electronics World» посвящен светлой памяти этого выдающегося английского аудиосхемотехника, 1925-2004), продолжает удивляться, насколько захватывающе может звучать усилитель всего на четырех транзисторах. В упрощенном виде (рис.10) это двухтактный каскад, оба выходных транзистора в котором работают без отсечки тока эмиттера/коллектора, и кроме того, все три транзистора каскада охвачены местной линейризующей связью, возникающей из-за шунтирования эмиттерным переходом  $Tr1$  резистора эмиттерной нагрузки  $R5$  транзистора  $Tr3$ .



Можно показать (рекомендуем поанализировать схему в Microcap-e, вы обнаружите много удивительного в свойствах такой простой, но необычной схемы. - прим. ред. «РХ»), что даже без ООС каскад обладает высокой линейностью с Кг на уровне десятых долей процента. В полной схеме рис.9 коэффициент усиления с разорванной ООС равен примерно 600, а с замкнутой ООС определяется отношением  $(R3 + R4)/R4 = 13$ . Таким образом, глубина ООС равна примерно 34 дБ, а выходное сопротивление 160 миллиом. АЧХ усилителя линейна (@ -3 дБ) от 22 Гц до 95 кГц. Поскольку на каждом из выходных транзисторов рассеивается мощность около 17 Вт, их необходимо установить на индивидуальные пластинчатые радиаторы размером примерно 12 x 10 см. Неуказанные на схеме номиналы для 8-омной нагрузки следующие:  $+V = 27$  В ( $I = 1,2$  А),  $R1 = 100$ ,  $R2 = 560$ ,  $C1 = 250$  мкФ 40 В,  $C2 = 2500$  мкФ 50 В,  $V_{in} = 660$  мВ; для 3-омной нагрузки:  $+V = 17$  В ( $I = 2$  А),  $R1 = 47$ ,  $R2 = 180$ ,  $C1 = 500$  мкФ 25 В,  $C2 = 5000$  мкФ 25 В,  $V_{in} = 140$  мВ; для 15-омной нагрузки:  $+V = 36$  В ( $I = 0,9$  А),  $R1 = 150$ ,  $R2 = 1,2$  кОм,  $C1 = 250$  мкФ 40 В,  $C2 = 2500$  мкФ 50 В,  $V_{in} = 900$  мВ («Electronics World» №6/2004, с.44-49).

Проведенные автором компьютерное моделирование и оптимизация показали, что: лучшая линейность на высших звуковых частотах достигается при равных резисторах по 390 Ом в эмиттерной и коллекторной нагрузке токового фазорасщепителя  $TR2$ ;  $TR4$  закрывается медленнее, чем  $TR3$ , поэтому в схему введен  $TR5$ , ускоряющий разряд емкости коллекторного перехода  $TR4$  примерно так же, как  $TR2$  ускоряет разряд емкости коллекторного перехода  $TR3$ ; для минимизации и лучшей термостабилизации постоянного напряжения на выходе усилителя (кстати, однополярное питание с выходным разделительным электролитическим конденсатором заменено на двухполярное с непосредственным подключением нагрузки) введен резистор  $Rz$ . Его сопротивление подбирают из диапазона 100 кОм...1 МОм по наилучшему «нулю» на выходе; в процессе наживания подбирают из диапазона 150...470 Ом и сопротивление резистора  $R.b$ , которым устанавливают ток коллектора  $TR3$ ,  $TR4$   $I_k = 2,2$  А. Полностью обновлен входной каскад - он стал дифференциальным УПТ с нагрузкой в виде токового зеркала. Помимо лучшей термостабильности (необходимость поддержания «нуля» на выходе) такое решение обеспечивает и лучшую линейность, а также бо́льшее усиление. На нагрузке 8 Ом усилитель развивает 25 Вт с коэффициентом гармоник не более 0,02% на частоте 10 кГц, скорость изменения выходного напряжения 50 В/мкс. АЧХ простирается от 12 Гц до 25 кГц при неравномерности 0,1 дБ, относительный уровень собственных шумов -115 дБ. Блок питания - нестабилизированный, на 240-ваттном трансформаторе 2x24 В / 5А с 7-амперным выпрямительным мостом и сглаживающим фильтром на двух конденсаторах по 10000 мкФ («Electronics World» №9/2004, с.10-16).

