

# Применение инструментального усилителя для мостового включения двух мощных ОУ

## Часть 3

Алексей Кузьминов (Москва)

В третьей части статьи приведены измеренные АЧХ пассивного тонкомпенсированного регулятора громкости с НЧ-коррекцией, использованного в усилителе. Подробно рассказано об источнике питания усилителя, в котором применены стабилизаторы напряжений, основанные на мощных полевых транзисторах и ОУ, оборудованные электронным фильтром и существенно подавляющие пульсации выпрямленного напряжения.

Процедура намотки большого количества витков на НЧ-катушки индуктивности значительно упрощается, если вместо колец использовать Ш-образные ферритовые сердечники. В этом случае намотка осуществляется на каркас, и затем с двух сторон устанавливаются два Ш-образных сердечника. Для этих целей подходят Ш-образные сердечники Ercos E13/7/4 (с размерами 13 × 7 × 4 мм) из ферритового материала T46 с магнитной проницаемостью  $\mu = 15000$ ,  $AL = 3,6$  мкГн/вит<sup>2</sup> (B66305F0000X146) и соответствующий каркас EF-12.6. Индуктивность 1000 витков на этом сердечнике составляет  $L = 3,6$  [мкГн/вит<sup>2</sup>] × 1000<sup>2</sup> [вит<sup>2</sup>] = 3,6 Гн. На каркасе было намотано 1050 витков провода ПЭЛ-0,1. После намотки и установки двух Ш-образных сердечников, стянутых между собой изоляцией, измеренная RLC-метром индуктивность составила 3,05–3,1 Гн (меньшее значение индуктивности получилось из-за неравномерности намот-

ки в несколько слоёв). Сопротивление обмотки составило около 50 Ом. Если измеренная индуктивность не соответствует расчётной величине 3 Гн, необходимо немного «подвигать» уже стянутые лентой сердечники друг относительно друга для исключения зазора между ними. Применение Ш-образных сердечников позволило на одной плате разместить регулятор громкости и НЧ-корректор (см. рис. 11).

Сдвоенный переменный резистор регулировки громкости RgA–RgB кабелем соединяется с разъёмом XRgO, представляющим собой двухрядные четырёхконтактные цанговые гнезда с шагом 2,54 мм (PBDM2\*4). Сдвоенный переменный резистор НЧ-коррекции RcA–RcB (с дополнительными резисторами Rc1A и Rc1B) двумя кабелями соединяется с трёхконтактными цанговыми разъёмами XRcOA и XRcOB типа SIP-3.

В качестве входного кабеля использован экранированный кабель с дву-

мя трёхконтактными разъёмами на его концах: XIn (стерео «джек» 3,5 мм) и XKinR (SIP-3). Разъём XKinR кабеля подключается к входному разъёму XInR платы ТКРГ. Сам кабель пропущен через резиновую втулку, установленную на корпусе усилителя.

Два выходных экранированных кабеля подключаются к разъёму XoutR с помощью трёхконтактного цангового разъёма XKoutR типа SIP-3. На других концах каждого кабеля устанавливаются двухконтактные разъёмы XKprA и XKprB типа SIP-2, которые подключаются к входным разъёмам предварительного усилителя X2 и X5 (см. рис. 5 в [1]). Такие же два кабеля (входной и выходной) используются для подключения ТКРГ по схеме, показанной на рисунке 10 [2].

Остальные компоненты схемы, в связи с её простотой, в комментариях не нуждаются.

При всех достоинствах Ш-образных ферритовых сердечников необходимо отметить их малодоступность и высокую цену. Кроме того, для них требуется изготовление соответствующей оснастки для намотки. В то же время существуют малогабаритные кольца размерами 16 × 9,6 × 6,3 мм из материалов 3E6 (TX16/9.6/6.3-3E6,  $\mu = 10000$ ,  $AL = 6,43$  мкГн/вит<sup>2</sup>) и 3E12 (TX16/9.6/6.3-3E12,  $\mu = 12000$ ,  $AL = 7,73$  мкГн/вит<sup>2</sup>) производства компании Ferragoхcube, а также кольца Ercos T38 (B64290L0045X038,  $\mu = 10000$ ,  $AL = 6,43$  мкГн/вит<sup>2</sup>).

При намотке 700 витков на кольцо TX16/9.6/6.3-3E12 можно получить расчётное значение индуктивности  $L = 7,73$  [мкГн/вит<sup>2</sup>] × 700<sup>2</sup> [вит<sup>2</sup>] = 3,77 Гн с заявленной производителем погрешностью 30%. На таком кольце было намотано 710 витков провода ПЭЛ-0,15. Измеренная индуктивность составила около 3–3,1 Гн, сопротивление обмотки оказалось равным 14 Ом. Схема ТКРГ на подобных кольцах не отличается от схемы, приведённой на рисунке 11.

При использовании ТКРГ с кольцами TX16/9.6/6.3-3E12 малое сопротивление R обмотки кольца (14 Ом) при-

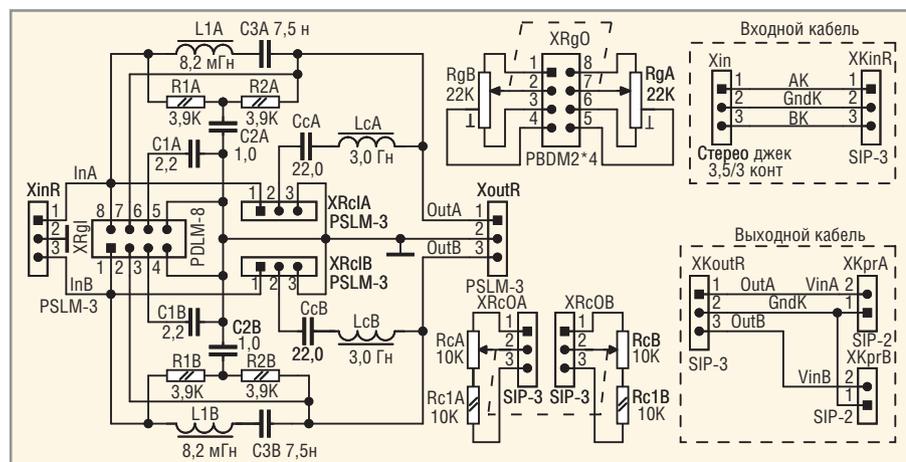
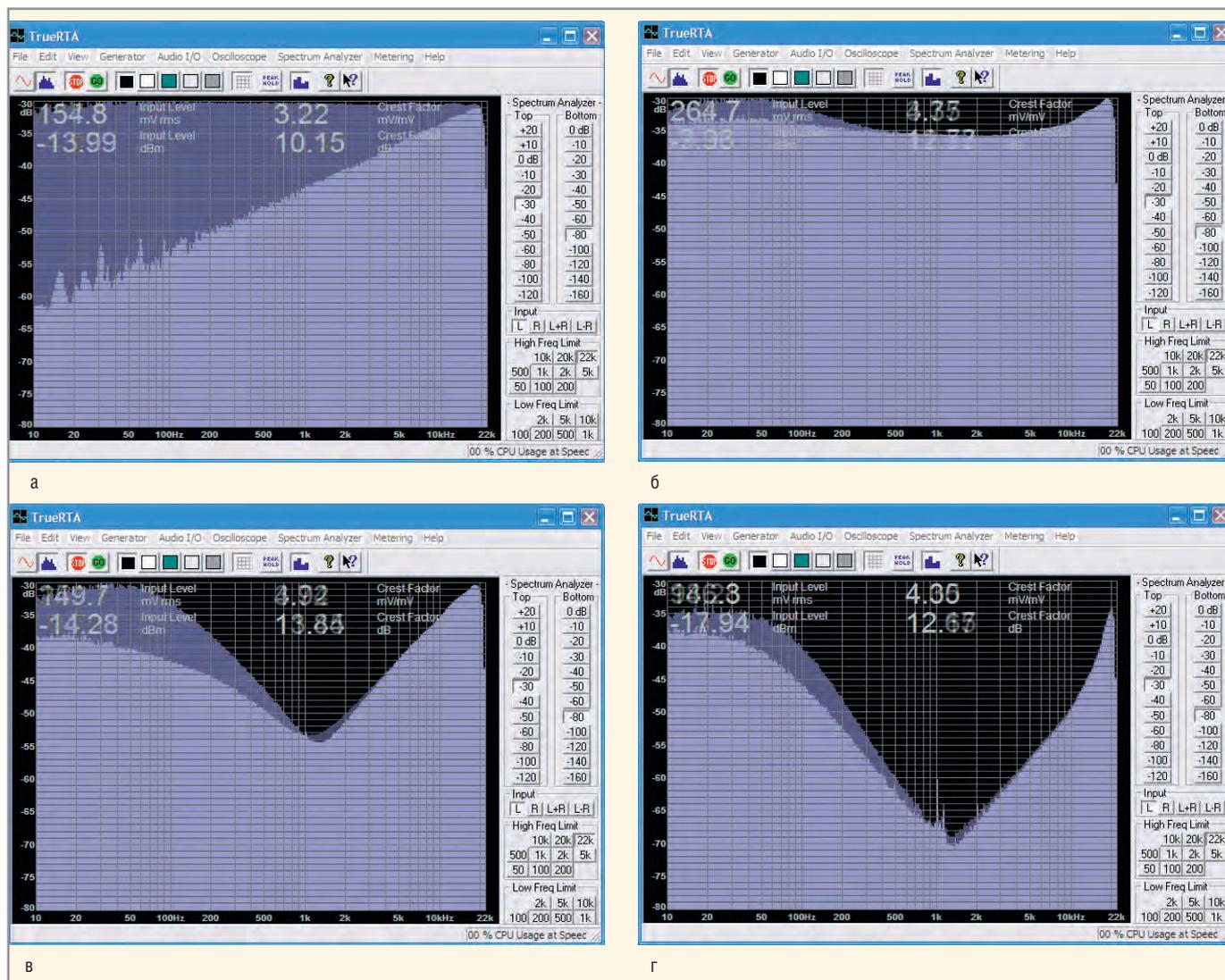


Рис. 11. Принципиальная схема двухканального ТКРГ с НЧ-катушками на Ш-образных ферритовых сердечниках E13/7/4 T46 и кольцах TX16/9.6/6.3-3E6



**Рис. 12. Измеренные АЧХ ТКРГ:** а – белый (непрозрачный) и розовый (прозрачный) шумы при максимальном положении регулятора громкости и любом положении регулятора НЧ-коррекции; б – 5/6 максимума положения регулятора громкости при минимальном (непрозрачный) и максимальном (прозрачный) положениях регулятора НЧ-коррекции (розовый шум); в – 1/2 максимума положения регулятора громкости при минимальном (непрозрачный) и 3/4 максимума (прозрачный) положениях регулятора НЧ-коррекции (розовый шум); г – 1/6 максимума положения регулятора громкости при минимальном (непрозрачный) и 3/4 максимума (прозрачный) положениях регулятора НЧ коррекции (розовый шум)

водит к тому, что если при включении усилителя резистор НЧ-коррекции (RcA–RcB, см. рис. 11) был установлен на максимум, то уровень низких частот будет существенно понижен (то есть НЧ-коррекция работать не будет). Этот факт можно объяснить относительно высокой добротностью Q резонансного контура с этим кольцом:

$$Q = \frac{\sqrt{L/C}}{R}$$

Для сравнения, сопротивление обмотки на кольце T2010CF199 составило 44 Ом, а сопротивление обмотки на Ш-образном сердечнике E13/7/4 – 50 Ом. При таких высоких сопротивлениях обмотки подобный эффект не возникал. Для решения описанной проблемы при использовании ТКРГ с кольцом TX16/9.6/6.3-3E12

можно либо перед включением усилителя резистор НЧ-коррекции устанавливать в среднее положение, либо последовательно с обмоткой установить резистор с номиналом 50–60 Ом. Данный резистор можно расположить между выводом ползунка и контактом 2 разъемов XRcOA и XRcOB (см. рис. 11).

Намоточных работ для получения больших индуктивностей можно и вовсе избежать, если использовать первичную обмотку малогабаритных трансформаторов TOT-XX размером 15 × 14 × 15 мм или TM5-XX (16 × 17 × 22 мм). Например, индуктивность первичной обмотки трансформаторов TOT-18 составляет 2 Гн, омическое сопротивление – 624 Ом, TOT-27 (3,8 Гн, 880 Ом), TM5-38 (3,6 Гн, 560 Ом), TM5-40 (5,1 Гн, 680 Ом).

Все три варианта исполнения ТКРГ показали отличные результаты работы, о чём свидетельствуют измеренные АЧХ, приведённые далее.

Для получения АЧХ какого-либо устройства чаще всего применяется один из трёх способов.

Первый, достаточно точный, оперативный и наиболее затратный способ, – использование специализированного прибора, который снимает АЧХ и выводит результат на экран.

Второй, менее точный и менее затратный, однако требующий достаточно большого количества времени способ, – использование генератора и осциллографа. На генераторе выставляют необходимую частоту и амплитуду сигнала, подаваемого на вход устройства, а осциллографом измеряют амплитуду выходного сигнала.

Третий, наименее точный, зато наиболее оперативный и практически бесплатный способ, – использование звуковой карты компьютера и программы анализатора спектра в реальном времени (Real Time Analyser, RTA). Вместо генератора в этом случае используется специальный звуковой файл с записанным тестовым сигналом. Данный способ, ввиду его простоты и доступности, представляет большой практический интерес.

В качестве тестового сигнала чаще всего используется либо свип-сигнал – синусоида постоянной амплитуды с частотой, изменяющейся по определённому закону, в зависимости от частоты (в основном либо линейному, либо логарифмическому), либо различные шумы. В последнем случае это может быть либо псевдобелый шум, в котором амплитуды равномерно распределены по всему частотному диапазону, либо розовый шум, в котором амплитуды распределены обратно пропорционально частоте. Такое распределение амплитуд розового шума соответствует равномерному распределению мощности по всем частотам, а поскольку анализатор спектра показывает мощность сигнала на определённой частоте, то розовый шум на анализаторе представляет собой горизонтальную прямую линию. Белый шум на анализаторе выглядит как наклонная прямая линия, то есть с увеличением частоты амплитуды белого шума возрастают прямо пропорционально частоте (см. рис. 12а). Если используется 1/96–1/24 октавная шкала по частоте, то такой наклон (или крутизна подъёма) прямой белого шума соответствует 3 дБ/октава. Более подробно о тестовых сигналах и различного рода шумах рассказано в [3].

В качестве анализатора спектра автором использовалась бесплатно распространяемая программа TrueRTA и тестовые звуковые файлы белого и розового шума, предварительно записанные на телефон.

Сигнал с выходного разъёма телефона для наушников подавался на вход регулятора громкости, а сигнал с его выхода – на разъём микрофонного входа звуковой карты компьютера. На рисунке 12 приведены измеренные графики спектров.

График на рисунке 12а показывает, что белый шум непригоден для получения АЧХ подобных устройств, так как его спектр равномерно возрастает с увеличением частоты. Этот же гра-

фик демонстрирует, что розовый шум вполне подходит для получения АЧХ регулятора громкости, так как имеет равномерный спектр (почти горизонтальная прямая на уровне приблизительно –30 дБ).

Графики на рисунках 12б, 12в и 12г наглядно доказывают, что с помощью НЧ-коррекции можно существенно повысить уровень составляющих спектра в области НЧ и, таким образом, снять недостаток регулятора громкости [4], связанный с несоответствием его АЧХ линиям равной громкости (см. рис. 8 в [2]) в области самых низких частот. Кроме того, из этих графиков можно сделать два важных вывода. Во-первых, при НЧ-коррекции минимум кривой АЧХ приходится на 1,5 кГц (то есть он смещён вправо), что существенно ближе к кривым равной громкости, тогда как без НЧ-коррекции этот минимум составляет около 1 кГц. Во-вторых, можно заметить, что НЧ-коррекция абсолютно не влияет на уровни составляющих спектра в области СЧ и ВЧ.

Применение в подобном ТКРГ НЧ-коррекции в области самых низких частот позволяет несколько поднять АЧХ АС, у которых в этом диапазоне наблюдается существенный спад, и таким образом повысить комфортное восприятие звучания усилителя и АС.

### ПИТАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ

Для питания усилителя можно использовать стабилизированный источник питания (ИП) [5]  $\pm 20$  В с максимальным током 10 А, оснащённый электронным фильтром и защитой от превышения тока, способный отдавать мощность до 400 Вт [6]. Такой ИП был использован для питания мостового усилителя на базе LM3886 (см. рис. 6 в [2]).

Однако применение столь мощного ИП для питания мостового усилителя, во-первых, является избыточным, поскольку максимальная амплитуда выходного сигнала каждого из четырёх мощных ОУ не превышает 8 В, и, во-вторых, при питании мостового усилителя напряжением  $\pm 20$  В существенно увеличивается нагрев всего усилителя по сравнению с нагревом усилителя на базе LM4780, включённого по стандартной (не мостовой) схеме [5]. В связи с этим для питания мостового усилителя был использован менее мощный стабилизированный ИП с выходными напряжениями  $\pm 12,5$  В.

В ИП применён менее мощный (250 Вт) и менее габаритный тороидальный трансформатор с двумя вторичными полуобмотками с действующим значением напряжения холостого хода по 12 В и выводом от средней точки. В качестве выпрямительных диодов были использованы диоды Шоттки IXIS DSA30I100PA с максимальным обратным напряжением 100 В и максимальным током 30 А. Можно также использовать недорогие диоды Шоттки MBR25100 с максимальным током 25 А и максимальным обратным напряжением 100 В. В отличие от двухвыводного диода DSA30I100PA MBR25100 представляет собой два диода с соединёнными катодами и имеет три вывода: два анода и объединённый катод. Падение напряжения на каждом диоде при токе 5 А (или на двух параллельно включённых при токе 10 А) составляет 0,5 В. Чуть меньшее падение напряжения при токе 10 А имеют диоды DSA30I100PA. В качестве сглаживающего фильтра по каждому из выпрямленных напряжений были установлены электролитические конденсаторы общей ёмкостью 32 000 мкФ (10 000 мкФ / 50 В + 22 000 мкФ / 50 В).

При стандартной конструкции трансформатора разница между напряжением холостого хода (12 В) и напряжением при максимальном токе нагрузки в 10 А составляет не более 10%, то есть 1,2 В. Другими словами, действующее значение выходного напряжения каждой из полуобмоток максимально нагруженного трансформатора составит  $12 - 1,2 = 10,8$  В, а амплитудное – в  $\sqrt{2}$  раз больше, то есть около 15,3 В. При выпрямлении этого напряжения, учитывая падение напряжения на диодах в 0,5 В, максимальное мгновенное выходное напряжение будет составлять  $15,3 - 0,5 = 14,8$  В. Максимальный размах пульсаций при указанной ёмкости сглаживающих конденсаторов составляет около 1,25 В, поэтому минимальное мгновенное значение выходного напряжения не опустится ниже  $14,8 - 1,25 = 13,55$  В. Это значение будет использовано в дальнейшем.

Для отвода тепла от выпрямительных диодов каждый из них был укреплен на небольшом радиаторе, расположенном в корпусе ИП, а для отвода тепла от стабилизаторов использован радиатор с достаточно большой площадью поверхности, на котором были укреплены стабилизаторы с изолирующими керамическими прокладками с

использованием теплопроводной пасты КПТ-8.

В качестве стабилизаторов по каждому из напряжений (+12,5 и -12,5 В) были использованы фильтры-стабилизаторы, схемы которых приведены на рисунке 13. Эти фильтры-стабилизаторы оснащены электронными фильтрами, подавляющими пульсации выпрямленного напряжения, размах которых составляет около 1,25 В, приблизительно в 25 раз (до 0,05 В), и собственно стабилизаторами с выходными напряжениями  $\pm 12,5$  В, имеющими максимальный размах пульсаций не более 1 мВ при токе 9 А. Для упрощения и снижения стоимости из схемы был исключён узел защиты от превышения тока, что позволило сэкономить один ОУ. Этот узел требуется только при отладке усилителя, а при его штатной работе не является необходимым. Кроме того, вместо источника опорного напряжения (ИОН) на базе стабилитрона и ОУ [5, 6] применён ИОН на базе стабилитрона (VD2) и полевого транзистора с р-п-переходом (Т3). Стабильность такого ИОН (коэффициент стабилизации более 10 000) не хуже, чем у первого [7]. Это позволило избавиться ещё от одного ОУ. В фильтрах-стабилизаторах применены достаточно распространённые и широкодоступные двухканальные ОУ ТСА0372 и МС33072 в корпусе DIP8, стоимость которых на порядок меньше, чем четырёхканального ОУ ADA4096-4, используемого в [6].

ОУ питаются выходным напряжением ещё одного RC-фильтра, вход которого подключён к входному напряжению. Такое питание ОУ имеет ряд преимуществ по сравнению с вариантом, когда питание берётся с выхода электронного фильтра. Во-первых, отпадает необходимость в установке нагрузочного резистора (около 330 Ом), определяющего начальный ток стабилизатора [6], то есть стабилизаторы могут работать при нулевом токе нагрузки. Во-вторых, такое питание полностью исключило склонность фильтров-стабилизаторов к самовозбуждению. И в-третьих, при включении питания запуск стабилизаторов устойчив, то есть они надёжно и плавно переходят в штатный режим работы.

Другое отличие новых стабилизаторов заключается в применении транзисторов с более близкими параметрами: вместо IRF4905 используется STP80PF55 (крутизна  $S = 32$  А/В, сопротивление сток-исток в открытом состоянии

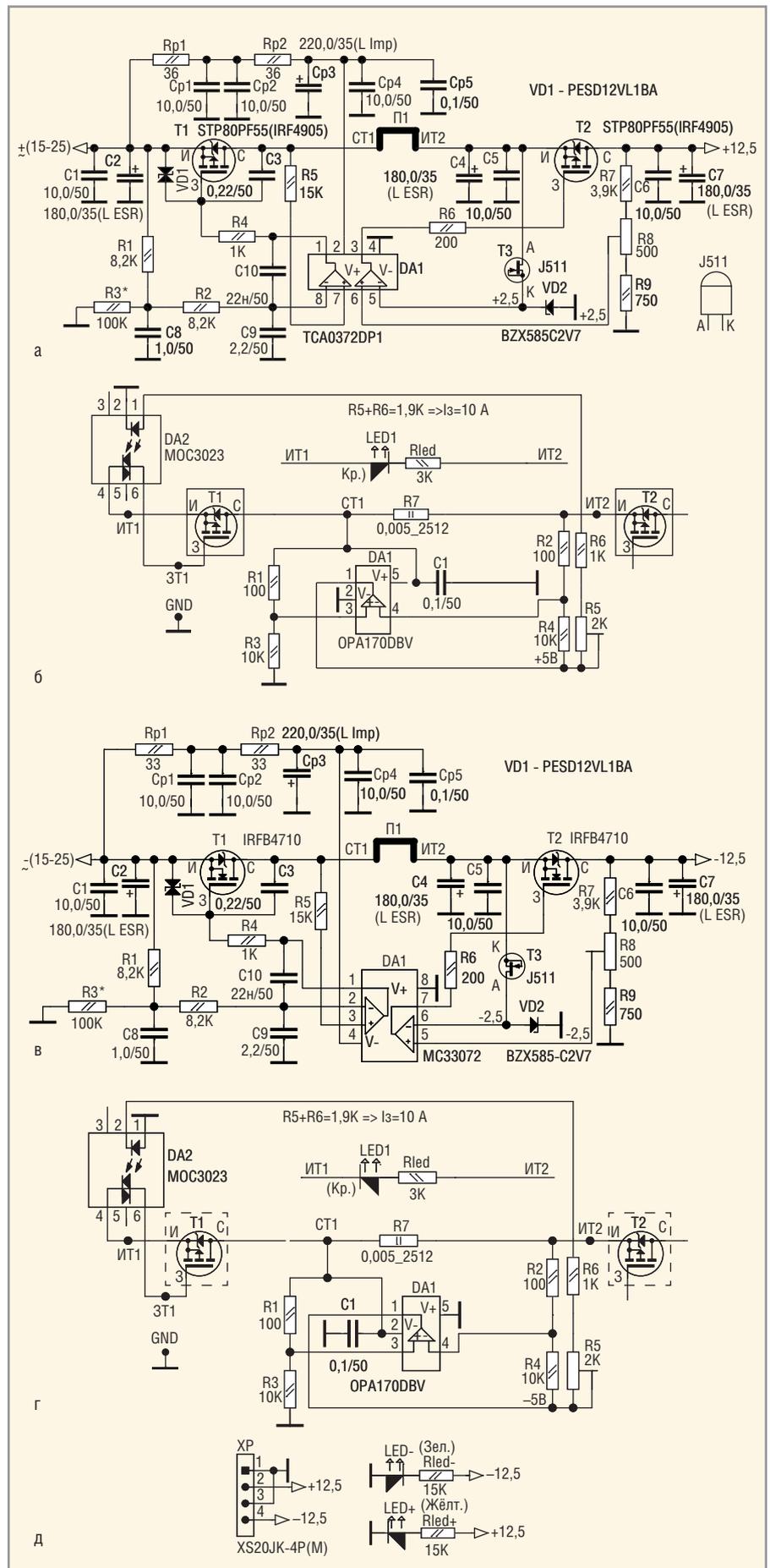


Рис. 13. Принципиальные схемы стабилизаторов: а – стабилизатор +12,5 В; б – схема защиты стабилизатора +12,5 В; в – стабилизатор -12,5 В; г – схема защиты стабилизатора -12,5 В; д – выходной разъём ИП с индикаторными светодиодами

$R_{DS(on)} = 16$  мОм), а вместо IRF1405 – IRFB4710 ( $S = 35$  А/В,  $R_{DS(on)} = 14$  мОм). Это существенно повысило идентичность свойств фильтров-стабилизаторов положительного и отрицательного напряжений. Вместо пары транзисторов STP80PF55/IRFB4710 можно также использовать пару SUP90P06/STP120NF10 с более чем вдвое увеличенной крутизной  $S$  и со сниженным в два раза сопротивлением сток–исток в открытом состоянии ( $R_{DS(on)} = 10$  мОм). Эта пара показала такой же результат работы, за исключением минимального падения напряжения собственно стабилизаторов, которое при токе 10 А составило 0,1 В, то есть в два раза ниже, чем STP80PF55/IRFB4710. Кроме того, максимальное напряжение сток–исток у SUP90P06 составляет 60 В (против 55 В у STP80PF55).

Рассмотрим схему фильтра-стабилизатора положительного напряжения +12,5 В (см. рис. 13а). Электронный фильтр построен на мощном полевом транзисторе STP80PF55 (Т1) и первом ОУ DA1 (левый на схеме). RC-фильтр из двух последовательно включённых RC-цепочек R1C8 и R2C9, соединённых с инвертирующим входом первого ОУ (8 вывод DA1), подавляет пульсации выпрямленного напряжения приблизительно в 60 раз (36 дБ). Постоянная составляющая выходного напряжения этого фильтра снижена приблизительно на 0,6 В (по сравнению со средним входным напряжением) благодаря резистору R3\*, который совместно с R1 образует делитель напряжения. Эта постоянная составляющая равна среднему входному напряжению за вычетом максимальной амплитуды пульсаций. К неинвертирующему входу ОУ подключено выходное напряжение фильтра (сток Т1). Резистор R5 служит для сохранения баланса токов двух входов ОУ, что существенно снижает его напряжение сдвига. Этот ОУ сравнивает выходное напряжение фильтра (сток Т1) с выходным напряжением фильтра из двух RC-цепочек и своим выходным напряжением (первый вывод) воздействует на затвор Т1 таким образом, чтобы выходное напряжение фильтра (сток Т1) равнялось выходному напряжению фильтра из двух RC-цепочек. Резистор R4 служит для ограничения тока ОУ. Стабилитрон VD1 служит для защиты затвора Т1 от перенапряжения в момент включения.

DA1 питается выходным напряжением второго RC-фильтра, составлен-

ного из двух RC-цепочек: Rp1Cp1Cp2 и Rp2Cp3Cp4Cp5. Этот фильтр подавляет пульсации входного напряжения приблизительно в 10 раз. Благодаря такому решению напряжение питания DA1 повышено, что позволяет с большей надёжностью управлять затворами Т1 и Т2, особенно при малых токах нагрузки.

Транзисторы в фильтрах-стабилизаторах включены нестандартным образом: исток подключён к входному напряжению, а со стока снимается выходное напряжение. Кроме того, транзисторы Т1 и Т2 (STP80PF55) – р-канальные. Для включения транзисторов по схеме, показанной на рисунке 13а, на их затвор требуется подать напряжение ниже входного напряжения на 3–5 В, с чем легко справляется любой ОУ. Таким образом, проблем с включением транзисторов в данной схеме не возникает. Они возникают при выключении транзисторов, для чего на их затвор требуется подать напряжение, близкое к напряжению питания ОУ. Как известно, в стандартном (не Rail-Out) ОУ выходное напряжение ниже напряжения питания, как минимум, на 0,5–1,5 В в зависимости от тока нагрузки. Поэтому, если, например, питать ОУ от выходного напряжения фильтра (то есть от стока Т1), которое ниже входного (то есть истока), как минимум, на 1 В, то при отсутствии нагрузки для закрытия транзистора (или его прикрытия) выходного напряжения ОУ может не хватить, в результате чего возникает генерация частотой около 300–500 Гц, избавиться от которой невозможно. Если подключить к выходу фильтра-стабилизатора нагрузку 200–300 Ом, при которой транзистор нужно немного приоткрыть, то есть подать на затвор напряжение ниже его значения при отсутствии нагрузки, то ОУ уже способен выдать это напряжение. Однако, поскольку ОУ и транзистор Т1 оказываются включёнными в один и тот же контур положительной обратной связи, такое включение приводит к возникновению ещё одной паразитной генерации частотой несколько кГц. Для подавления этой генерации к выходу транзистора (неважно, для чего он предназначен – для фильтра или стабилизатора) необходимо подключить конденсатор достаточно большой ёмкости, номиналом 1500–2000 мкФ.

При питании ОУ непосредственно от входного напряжения, которое выше

выходного (сток Т1) на 1–1,5 В, оба описанных эффекта исчезают, то есть ни нагрузочный резистор, ни конденсатор большой ёмкости не требуется. Однако в этом случае может возникнуть парадоксальная ситуация. При включении питания, из-за того, что конденсатор C3, необходимый для подавления паразитных генераций, разряжен, начальное напряжение между затвором и истоком Т1 отсутствует, в результате чего транзистор оказывается закрытым. Поскольку при включении устройства питание на ОУ поступает с его входа (исток Т1), ОУ сразу же начинает работать и сравнивает выходное напряжение фильтра с выходным напряжением фильтра из двух RC-цепочек R1C8–R2C9. Поскольку оба эти напряжения нулевые, ОУ стремится сохранить это состояние, подавая на Т1 соответствующий высокий потенциал, в результате чего транзистор так и остаётся закрытым, то есть фильтр-стабилизатор не запускается. Если же питание ОУ берётся с выхода фильтра из двух RC-цепочек Rp1Cp1Cp2 и Rp2Cp3Cp4Cp5, имеющего постоянную времени  $\tau$  около 0,01 с, то ОУ получает полноценное питание только спустя это время. Пока питание на ОУ отсутствует, его выходное напряжение, подаваемое на затвор Т1, – нулевое, в результате чего транзистор открывается. Спустя время  $\tau$  ОУ уже работает в штатном режиме и, сравнивая напряжение стока Т1 с выходным напряжением фильтра R1C8–R2C9, выдаёт необходимое напряжение на затвор Т1. Таким образом, как при отсутствии нагрузки, так и при её наличии, выходное напряжение фильтра-стабилизатора при включении и затем в штатном режиме соответствует норме. Другими словами, фильтр-стабилизатор надёжно, устойчиво и, главное, достаточно плавно запускается. Кроме того, при работе в штатном режиме в фильтре-стабилизаторе полностью отсутствуют какие-либо паразитные генерации, что позволяет избежать применения конденсаторов высокой ёмкости на выходах.

Второй ОУ (правый на схеме на рисунке 13а) сравнивает выходное напряжение стабилизатора на Т2, взятого с движка резистора R8, входящего в состав делителя R7, R8, R9, с выходным напряжением ИОН, состоящего из Т3 и VD2, и оказывает своим выходным напряжением (четвёртый вывод DA1) необходимое воздействие на затвор Т2. Конденсаторы C1–C7 и C10 дополни-

тельно снижают уровень пульсаций выходного напряжения фильтра-стабилизатора.

На схеме показана технологическая перемычка П1, соединяющая сток Т1 (точка СТ1) с истоком Т2 (ИТ2). Эта перемычка представляет собой медный лужёный одножильный провод диаметром 0,8–0,9 мм во фторопластовой трубке и припаивается непосредственно к соответствующим выводам транзисторов.

При изменении тока от 0 (отсутствие нагрузки) до 9 А выходное напряжение фильтров-стабилизаторов изменяется менее чем на 0,01 В. Сопротивление открытого канала транзисторов Т1 и Т2 составляет не более 20 мОм, что при токе 10 А создаёт падение напряжения 0,2 В. Кроме того, при максимальном токе амплитуда пульсаций на входе фильтра составляет около 0,6 В, поэтому его выходное напряжение снижено на 0,6 В по сравнению со средним входным напряжением. Учитывая общую сумму падений напряжения на двух транзисторах (0,4 В) и снижение напряжения на 0,6 В на фильтре, составляющую около 1 В, при выходном напряжении фильтра-стабилизатора 12,5 В, входное напряжение не должно опускаться ниже  $12,5 + 1 = 13,5$  В. Необходимо также учитывать падение напряжения и от температуры, которое составляет около 0,1 В при изменении температуры от +25 до +50°C при токе 9 А. Поэтому выходное напряжение стабилизатора на Т2 желательно выставить на уровне +12,6 В. Таким образом, для надёжной работы фильтров-стабилизаторов входное напряжение не должно опускаться ниже 13,5 В. Реальные измерения подтвердили, что устройство устойчиво и надёжно работает при минимальном значении входного напряжения в 13,5 В при токе нагрузки 9 А. Для охлаждения транзисторов желательно использовать радиатор, площадь поверхности которого составляет не менее 400 мм<sup>2</sup>.

Хотя, как уже отмечалось, узел защиты стабилизаторов от превышения тока (в том числе и от тока короткого замыкания) можно считать избыточным. В некоторых ситуациях наличие такого узла может быть продиктовано различными условиями. В этом случае может быть использована достаточно простая схема защиты (см. рис. 13б). В схеме применён недорогой одноканальный Rail-to-Rail ОУ ОРА170 (DA1) в миниатюрном корпусе SOT23-5. В качестве

измерителя тока используется шунт, представляющий собой SMD-резистор R7 размером 2512 номиналом 5 мОм и мощностью 2 Вт. Оптранный симистор МОС3023 (DA2) с максимальным током срабатывания 5 мА используется в качестве порогового устройства. Подобная схема использовалась в [6] с другим типом ОУ и показала хороший результат, поэтому и применена в настоящем устройстве.

Схема работает следующим образом. Дифференциальный усилитель на DA1 с коэффициентом усиления 100 (отношение резисторов  $R4/R2 = R3/R1$ ) измеряет падение напряжения на выводах шунта, которое при токе 10 А составляет 50 мВ. Выходное напряжение ОУ, таким образом, составляет  $50 \text{ мВ} \times 100 = 5 \text{ В}$ . Это напряжение через резисторы R5 и R6 попадает на анод светодиода DA2, который загорается при токе светодиода около 5 мА и включает оптранный симистор, замыкающий затвор Т1 с его истоком. Транзистор Т1 запирается, выходное напряжение стабилизатора +12,5 В падает почти до нуля (несколько мВ), и ток нагрузки становится почти нулевым. Одновременно загорается светодиод LED1 красного свечения (Rled – его токоограничительный резистор), а светодиод жёлтого свечения, сигнализирующий о наличии выходного напряжения +12,5 В (LED+ на рисунке 13д), гаснет. Поскольку симистор представляет собой триггерное устройство, то при пропадании тока нагрузки симистор остаётся включённым, и единственным способом запуска стабилизатора является выключение ИП и его повторное включение. При повторном включении (по истечении времени разряда электролитических конденсаторов выпрямителя) ИП будет вновь работоспособен. Время разряда конденсаторов составляет несколько минут, поэтому для принудительного ускоренного их разряда до нескольких секунд можно предусмотреть две кнопки с последовательно включёнными резисторами 40–50 Ом, через которые будет происходить разряд. Эти кнопки можно установить на задней стенке корпуса.

На схемах, приведённых на рисунках 13б и 13г, транзисторы Т1 и Т2 показаны условно в пунктирных прямоугольниках. На самом деле их там нет, а в схеме точками указаны лишь их выводы, которые соединяются проводами со стабилизатором (см. рис. 13а).

Это затвор, сток и исток Т1 (ЗТ1, СТ1 и ИТ1) и исток Т2 (ИТ2). Кроме того, «земля» также берётся со стабилизатора. Три сигнала СТ1, ИТ1 и ИТ2 являются силовыми и соединяются с платой стабилизатора одножильными медными проводами диаметром 0,8–0,9 мм. «Земля» соединяется одножильным проводом диаметром 0,5 мм, а затвор – проводом МГТФ-0,1. В этом случае перемычка П1 снимается. Переменный резистор R5 предназначен для настройки требуемого значения порогового тока. При сумме сопротивлений резисторов  $R5 + R6 = 1,9 \text{ кОм}$  пороговое значение тока срабатывания защиты составляет 10 А. Причём, при токе 9 А защита надёжно не срабатывает.

Следует отметить, что в схеме УМЗЧ на базе четырёх LM3886 (см. рис. 6 в [2]) к питанию каждого из них (положительному и отрицательному) подключены конденсаторы общей ёмкостью 720 мкФ. Кроме того, в схеме стабилизатора (см. рис. 13а) также имеется два конденсатора по 180 мкФ (С4 и С7) общей ёмкостью 360 мкФ. Таким образом, суммарная ёмкость конденсаторов, которые будут при включении заряжаться от стабилизатора, составляет около 1000 мкФ. Такая ёмкость при заряде потребляет значительный ток, что может привести к ложному срабатыванию защиты. Это зависит от мощности трансформатора, ёмкости сглаживающих конденсаторов и других непредсказуемых факторов. В этом случае, регулируя резистор R5 (см. рис. 13б), можно немного повысить порог срабатывания защиты.

Проверка работы схемы показала хорошую повторяемость включения защиты при максимальном пороговом токе.

Схема фильтра-стабилизатора отрицательного напряжения (см. рис. 13в) отличается от схемы фильтра-стабилизатора положительного напряжения другим типом проводимости (n) мощных транзисторов Т1 и Т2 (IRFB4710), противоположной полярностью включения Т3, VD2 и электролитических конденсаторов, а также другим типом ОУ DA1 (MC33072). Схема защиты от превышения тока для стабилизатора отрицательной полярности (см. рис. 13г) отличается от схемы, приведённой на рисунке 13б противоположной полярностью включения светодиода оптрона и сигнального диода LED1, а также иным способом включения питания ОУ (пятый вывод V+ зазем-

лён, а отрицательное напряжение питания подаётся на второй вывод V-).

Хотя фильтр-стабилизатор отрицательного напряжения устойчиво и надёжно запускается при питании ОУ от входного напряжения, применение фильтра из двух RC-цепочек Rp1Cp1Cp2 и Rp2Cp3Cp4Cp5 для питания ОУ полностью устраняет склонность устройства к самовозбуждению и обеспечивает его плавный запуск.

При токе нагрузки 9 А размах пульсаций выходного напряжения составляет менее 1 мВ (против 1 мВ у фильтра-стабилизатора положительного напряжения). Измерение размаха пульсаций проводилось с помощью осциллографа непосредственно на стоке T2.

Для индикации наличия напряжений +12,5 и -12,5 В используются светодиоды, соответственно, жёлтого и зелёного свечения (LED+ и LED-) со своими токоограничительными резисторами (Rled+ и Rled-), а сами напряжения фильтров-ста-

билизаторов подаются на выходной разъём ХР типа XS20JK-4P(M) с максимальным током 25 А на контакт (см. рис. 13д).

В четвёртой, заключительной части статьи будут приведены рисунки разводки плат для всех устройств, использованных в усилителе, и рассказано о процедуре настройки усилителя и результатах его испытаний.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Кузьминов А. Применение инструментального усилителя для мостового включения двух мощных ОУ. Современная электроника. 2017. № 4.
2. Кузьминов А. Применение инструментального усилителя для мостового включения двух мощных ОУ. Современная электроника. 2017. № 5.
3. Елютин А., Ефремов Н. Let's Test! Автотест. 2002. №7.
4. Демченко Б. Тонкомпенсированный регулятор громкости с переменным резистором без отводов. Радио. 2015. №12.

5. Кузьминов А. Применение инструментального усилителя в усилителе низкой частоты. Современная электроника. 2016. №6.
6. Кузьминов А. Активный фильтр на мощном полевом транзисторе и ОУ с защитой от превышения тока. Современная электроника. 2016. №3.
7. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Мир. 1982.
8. Кузьминов А. Использование мощных полевых транзисторов и операционных усилителей в регуляторах и стабилизаторах напряжения. Современная электроника. 2012. № 7.
9. Кузьминов А. Сверхминиатюрные изолированные DC/DC-преобразователи со стабилизированным выходом и ультранизким уровнем пульсаций. Современная электроника. 2012. №8.
10. Кузьминов А. Импульсный ИП со стабилизированным выходом и низким уровнем пульсаций. Часть 3. Современная электроника. 2015. №5.



## Новости мира News of the World Новости мира

### Искусственный разум приблизит к реальности

В Маунтин-Вью (США, штат Калифорния) прошла ежегодная конференция для разработчиков Google I/O 2017. Главными темами стали виртуальная реальность и искусственный интеллект.

Компания усовершенствовала голосового помощника Google Assistant, который был представлен год назад. Теперь «ассистента» снабдили новой функцией Lens, позволяющей с помощью технологий искусственного интеллекта распознавать объекты и давать подсказки по ним. Например, при наведении телефона на ресторан голосовой помощник сообщит о его рейтинге, отзывах и других характеристиках, при наведении на текст на незнакомом языке – осуществляется перевод, а при наведении на афишу концерта – выводится информация об исполнителе и стиле музыки.

Google Assistant будет доступен не только на Android, но и для iPhone и iPad. Там голосовой помощник будет специальным приложением.

Новые функции, основанные на применении искусственного интеллекта, появились и в сервисе Google Photo. Теперь он может определить людей на фотографии, а также отметить информацию о времени и месте съёмки.

Усовершенствования коснулись и другого представленного в 2016 году продукта – систе-

мы для умного дома Google Home. Одна из новых функций – возможность совершать звонки с помощью колонки Google Home. Кроме того, система сможет по голосам распознавать разных пользователей. Ещё одна новая возможность – так называемая упреждающая помощь. Теперь Google Home сможет сообщать пользователям о событиях, которые могут повлиять на их график. Например, о пробках на дорогах, изменении расписания транспорта или прогнозе погоды.

Рынок голосовых помощников достигнет к 2020 году \$3 млрд, основными игроками на этом рынке являются Amazon, Google и Apple. Согласно исследованию британских компаний J. Walter Thompson Innovation Group London и Mindshare Futures, посвящённому использованию голосовых технологий, в общей сложности 37% опрошенных пользуются голосовыми помощниками хотя бы раз в месяц. По данным авторов исследования, 20% всех запросов на Android в США были голосовыми.

На конференции было объявлено о том, что HTC и Lenovo в ближайшее время выпустят гарнитуру виртуальной реальности на основе технологий Google. Для использования гарнитуры не нужен будет смартфон, она станет полностью автономным устройством. Эти разработки ведутся на основе представленной ещё в прошлом году платформы виртуальной реальности Daydream.

Google также официально представила новую версию ОС Android – Android O (это рабочее название). Разработчики утверждают, что наибольшее внимание в этот раз они уделили «жизненно важным» функциям – длительности работы аккумулятора и безопасности устройства.

В Android O предусмотрены, например, некоторые ограничения для приложений в фоновом режиме. За усовершенствование безопасности отвечает система защиты Google Play Protect, сканирующая устройство для обнаружения уязвимостей и небезопасных приложений и при необходимости блокирующая их.

Кроме того, Google улучшил и многозадачность устройства, представив функцию «картинка в картинке» (возможность открывать несколько окон одновременно впервые была представлена в прошлой версии Android Nougat), а также включил функцию автозаполнения. Также было объявлено, что число устройств на Android, используемых ежемесячно, превысило отметку в 2 млрд штук.

В новой версии обычного Android была представлена облегчённая версия ОС – Android Go. Она предназначена для бюджетных смартфонов с менее чем 512 МБ оперативной памяти и подходит для работы при медленном Интернете. Первые смартфоны на базе Android Go должны поступить в продажу в 2018 году.

@Astera со ссылкой на Коммерсантъ

# КОМПЛЕКСНЫЕ ПОСТАВКИ ИБП



## ПОСТАВКА, ПУСКОНАЛАДКА, ИНТЕГРАЦИЯ

Широкий ассортимент ИБП, включая модели:

- для альтернативной энергетики
- для приложений с нестабильным основным питанием

