

# Схемотехника DC/DC-преобразователей

Андрей Образцов, Сергей Образцов (г. Смоленск)

Важнейшей частью электронной аппаратуры является источник питания. От его надёжности и работоспособности во многом зависит не только качество функционирования, но подчас и сама возможность работы электронного устройства. В данной статье приведён анализ принципов работы DC/DC-преобразователей, широко применяемых для построения источников питания.

Современная аппаратура характеризуется достаточно высокой сложностью, и часто для питания её отдельных узлов требуются различные напряжения. В случае наличия одного источника питания для получения разных уровней необходимо использовать специальные преобразователи (регуляторы). Особенно остро проблема получения различных питающих напряжений стоит в портативной аппаратуре. Если в устройствах, питающихся от сети, можно построить блок питания с необходимыми напряжениями, то в портативных приборах, работающих от автономных источников энергии, требуемые уровни напряжений можно получить только с использованием DC/DC-преобразователей.

В данной статье мы рассмотрим только основные типы DC/DC-преобразователей, работающих в ключевом режиме, а именно регуляторы I, II и III типов. Ключевой режим работы позволяет получить достаточно высокий КПД в сравнении с линейными регуляторами. Требование получения высокого КПД особенно важно для приборов с автономными источниками энергии.

Рассмотрим особенности основных типов регуляторов.

## Регулятор I типа (понижающий преобразователь)

Согласно названию – понижающий, – данный преобразователь

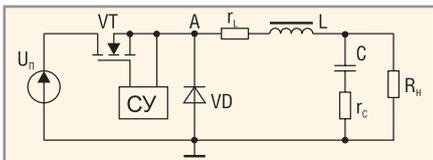


Рис. 1. Упрощённая схема понижающего регулятора I типа

обеспечивает регулирование выходного напряжения в диапазоне от нуля до величины входного напряжения (в реальности верхняя граница несколько меньше, что связано с потерями в элементах схемы). В англоязычной литературе понижающий регулятор называется «buck converter» или «step-down converter».

Упрощённая схема регулятора I типа приведена на рисунке 1.

Силовой ключ VT преобразователя (см. рис. 1) может находиться в двух состояниях: открытом – ток протекает через ключ (интервал импульса –  $t_{И}$ ) и закрытом (интервал паузы –  $t_{П}$ ). Продолжительность интервала импульса определяется коэффициентом заполнения:

$$\gamma = \frac{t_{И}}{T}.$$

Когда транзистор VT открыт, ток от источника протекает по контуру VT–L–нагрузка, нарастая от минимального значения до максимального (см. рис. 2а). В интервале, когда VT открыт, идёт передача энергии в нагрузку и происходит накопление энергии в катушке индуктивности. При закрытии транзистора катушка индуктивности выступает в роли источника тока, передавая накопленную энергию в нагрузку по контуру L–VD–нагрузка.

Выделяют два режима работы регулятора – режим непрерывных и прерывистых токов. В первом ток катушки индуктивности всегда больше нуля, а во втором существует интервал времени, в течение которого он равен нулю. Временные диаграммы для обоих режимов приведены на рисунке 2.

Регулировочная характеристика регулятора I типа для режима непре-

рывных токов (т.е. зависимость выходного напряжения от коэффициента заполнения  $\gamma$ ) описывается выражением [1]:

$$U_{н} = U_{н\gamma} - I_{н}(r_{VT} + r_{L}) - U_{VD}(1 - \gamma).$$

Для идеального регулятора без потерь:

$$U_{н} = U_{н\gamma}.$$

Как видно из формулы, регулировочная характеристика реального преобразователя зависит от тока нагрузки. Чем больше ток нагрузки, тем больше характеристика отклоняется от идеальной (см. рис. 3).

Основные отличия режима прерывистых токов заключаются в наличии интервала времени  $t_{П}$ , когда ток катушки индуктивности (и диода) равен нулю. Для режима прерывистых токов характерны большие пульсации тока катушки индуктивности и тока конденсатора.

Регулировочная характеристика регулятора I типа в режиме прерывистых токов описывается выражением [1]:

$$U_{н} = U_{н} \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{\gamma^2}}},$$

где  $K = 2L/R_{н}T$ .

Как видно из этого выражения, напряжение в нагрузке нелинейно зависит от коэффициента  $\gamma$ .

Следует отметить, что режим прерывистых токов используется редко. Понижающие преобразователи проектируются так, чтобы в заданном диапазоне токов и напряжений нагрузки сохранялся режим непрерывных токов катушки индуктивности. Но, тем не менее, надо иметь в виду, что режим прерывистых токов возможен при падении тока нагрузки ниже критического значения.

Для обеспечения режима непрерывных токов индуктивность  $L$  должна выбираться согласно следующему условию [1]:

$$L \geq \frac{U_{н} \left[ 1 - \frac{U_{н}}{U_{нmax}} \right] T}{\Delta I_L}.$$

Различают две основные модификации схемы понижающего преобразователя – синхронный понижающий преобразователь (synchronous buck converter) и прямоходовой

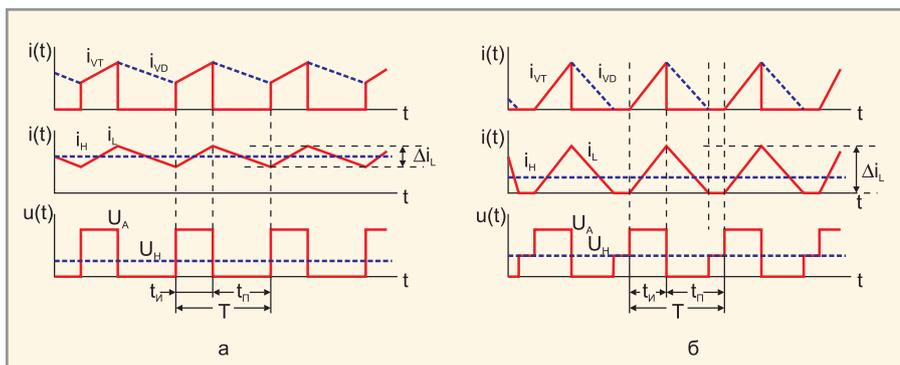


Рис. 2. Временные диаграммы режима непрерывного (а) и прерывистого (б) тока регулятора I типа

преобразователь (forward converter).

В схеме синхронного преобразователя (см. рис. 4а) диод заменён МОП-транзистором VT2. Так как падение напряжения на МОП-транзисторе может быть меньше падения напряжения на диоде при одинаковых токах, то КПД схемы может значительно возрасти, особенно при значениях выходного напряжения, соизмеримых с падением напряжения на диоде. Другая особенность заключается в том, что синхронный преобразователь работает только в режиме непрерывных токов, что объясняется способностью МОП-транзистора проводить ток в обоих направлениях (от стока к истоку и наоборот).

В схеме прямоходового преобразователя (см. рис. 4б) обеспечивается гальваническая развязка входного и выходного напряжений. При открытии транзистора VT по первичной обмотке трансформатора Т начинает протекать ток, наводящий во вторичной обмотке ЭДС индукции, через диод VD1 начинает течь ток, заряжающий через дроссель L конденсатор С. Таким образом, рабочим является прямой ход преобразователя, благодаря которому он и получил своё название.

При закрытии транзистора VT ток через первичную обмотку начинает уменьшаться, соответственно, напряжение на вторичной обмотке приоб-

ретаёт обратную полярность, диод VD запирается. Ток дросселя L замыкается по контуру L-R2,C-VD2. Следует отметить, что на трансформаторе часто размещают дополнительную размагничивающую обмотку, число витков которой равно числу витков первичной обмотки. Размагничивающая обмотка через диод подключается к источнику питания и служит для отдачи энергии, накопленной в магнитопроводе трансформатора Т за прямой ход. В противном случае эта энергия рассеивается на ключе VT1, что резко снижает КПД источника и ухудшает тепловой режим транзистора.

Следует также отметить, что так как время размагничивания сердечника равно времени намагничивания, в прямоходовых преобразователях принципиально невозможно получить коэффициент заполнения импульса больше 0,5 – магнитопровод просто не успеет размагнититься, в результате чего преобразователь после запуска не выйдет на режим. Форсированное же размагничивание сердечника приводит к появлению огромнейших перенапряжений на транзисторе VT1.

Прямоходовой преобразователь используется для питания устройств, потребляющих мощность от единиц до десятков ватт.

Затронув общие принципы работы регулятора I типа, перейдём к рассмо-

трению реализации преобразователя на примере источника питания процессора Intel Pentium 4. Данный преобразователь имеет ряд интересных особенностей.

Ток потребления современных микропроцессоров достигает 100 А. Однако при столь огромном токе потребления напряжение питания процессора составляет всего около 1,5 В. Поэтому к источникам питания процессоров предъявляются очень жёсткие требования. Так, выходное сопротивление источника строго регламентируется и должно составлять для разных конфигураций от 1,24 до 1,5 мОм [2]. Но при токе 80 А на выходном сопротивлении 1,5 мОм будет рассеиваться почти 10 Вт! Без радиатора не обойтись... Однако можно построить такой источник, который будет контролировать выходной ток и пропорционально ему уменьшать выходное напряжение, тем самым моделируя резистивный характер выхода с нужным сопротивлением. Наиболее оптимальным решением построения такого источника питания является использование регулятора I типа с входным напряжением 12 В.

Для питания процессоров на материнских платах на базе чипсетов i848/i865 используются регуляторы, построенные на микросхеме ADP3180 компании Analog Devices или аналогичной, функциональная схема которой приведена на рисунке 5. ADP3180 представляет собой специализированный многоканальный ШИМ-контроллер, предназначенный для преобразования 12 В в напряжение питания процессора. Такой регулятор может иметь от двух до четырёх независимых каналов. Высокие значения выходного тока делают невозможным построение источников питания процессора по одноканальной схеме. Это объясняется тем, что в этом случае потери в ключах и дросселе будут достаточно велики, а установить ключи на радиатор в рамках материнской платы и изготовить

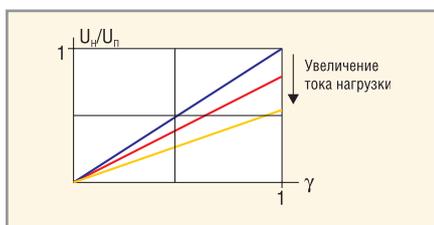


Рис. 3. Регулировочная характеристика преобразователя I типа

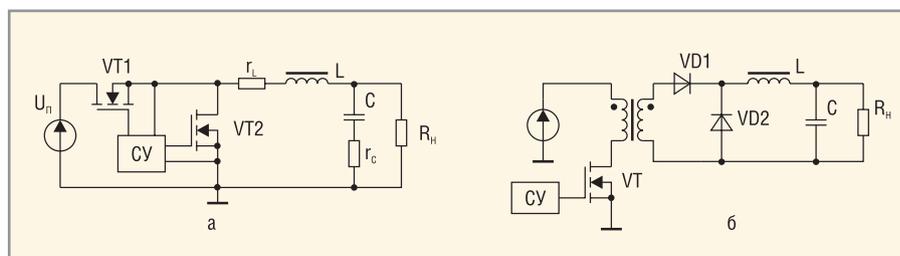


Рис. 4. Упрощенная схема синхронного (а) и прямоходового (б) преобразователя

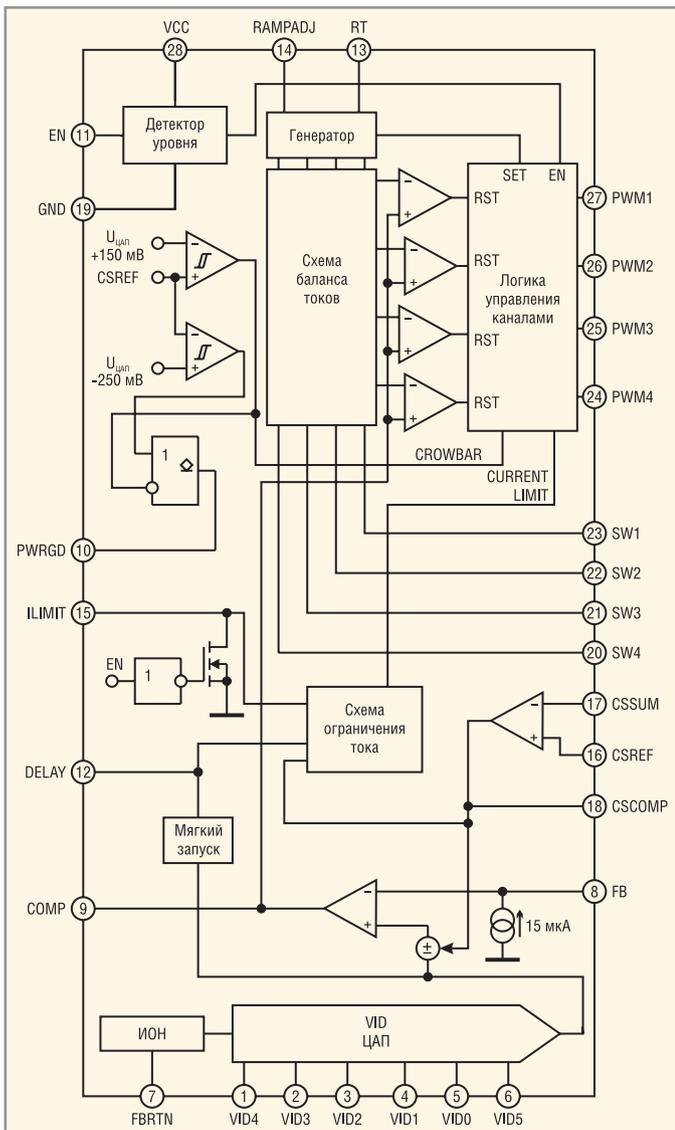


Рис. 5. Функциональная схема ШИМ-контроллера ADP3180

миниатюрный дроссель с рабочим током порядка 80...100 А не представляется возможным. При использовании нескольких независимых каналов эти проблемы отпадают. Кроме того, ИМС ADP3180 имеет схему баланса токов, позволяющую либо уравнивать токи каналов, либо распределить их в определённой пропорции, что будет рассмотрено при описании схемы включения.

Значение питающего напряжения VCC процессора Pentium 4 определяется выдаваемым им 5-разрядным цифровым кодом VID. Следует отметить, что новейшие процессоры Intel Pentium в корпусе с 775 выводами выдают уже 6-разрядный код VID, что связано с уменьшением шага дискретности сетки выходных напряжений источника питания процессора. Каждый процессор имеет своё значение данного кода, наиболее современные могут даже изменять его ди-

намически, «на лету», в зависимости от степени загрузки и температуры.

Схема включения ИМС ADP3180 на материнской плате ASUS P4P800S на базе чипсета Intel 848P представлена на рисунке 6.

Источник питания имеет три канала, каждый из которых представляет собой синхронный преобразователь, управляемый драйвером ADP3418 компании Analog Devices. Сигналы управления каналами подаются с выходов PWM ШИМ-контроллера на входы IN драйверов. Высокий уровень этого сигнала соответствует открытому верхнему транзистору полумоста, низкий – открытому нижнему.

Число рабочих каналов определяется ШИМ-контроллером в момент запуска сканированием выходов PWM. Если оказывается заземлённым вывод PWM4, то контроллер работает в 3-канальном режиме, если же заземлены оба вывода PWM3 и PWM4, то в 2-канальном.

Номинальное значение питающего напряжения устанавливается формулой

$$U_{CC} = U_{VID} - \Delta U - I_{CC}R_{ВЫХ},$$

где  $U_{VID}$  – напряжение, соответствующее коду VID,  $I_{CC}$  – потребляемый ток,  $R_{ВЫХ}$  – выходное сопротивление источника питания процессора,  $\Delta U$  – предельное отклонение напряжения. Исходные данные для расчёта  $\Delta U$  и  $R_{ВЫХ}$  выбираются согласно [2]. Максимальное отклонение напряжения питания от номинального значения в обе стороны не должно превышать  $\Delta U$ .

В качестве датчика тока выступает активное сопротивление выходных

дросселей источника питания. Однако для измерения падения напряжения на нём приходится прибегать к специальным методам. Дело в том, что на выходе полумоста имеется пульсирующее напряжение, на другом выводе дросселя – постоянное, поэтому напряжение с выхода полумоста следует сначала сгладить активным фильтром, а затем уже сравнить с напряжением на выходе. Их разность будет равна падению напряжения на датчике тока.

Активный фильтр выполнен на ОУ в составе микросхемы. На неинвертирующий вход (CSREF) подаётся напряжение с выхода источника питания процессора, на инвертирующий (CSSUM) – просуммированные резисторами R596...R598 сигналы с выхода полумостов. С выхода ОУ фильтра сигнал подаётся на схему ограничения тока, срабатывающую при превышении установленной величины выходного тока. Этот сигнал также подаётся и на специальный источник, задающий смещение на входе ОУ ОС для уменьшения выходного напряжения при росте тока. Смещение напряжения  $\Delta U$  задаётся резистором R593 при протекании через него тока 15 мкА от внутреннего источника тока.

ИМС ADP3180 выдаёт также специальный сигнал Power Good (вывод 10), высокий уровень которого говорит о том, что выходное напряжение находится в пределах  $-250...+150$  мВ относительно номинального. При выходе из этих пределов срабатывает соответствующий компаратор, сигнал с которого подаётся на вход логической схемы, формирующей сигнал Power Good. При превышении значения номинального напряжения на 150 мВ выдаётся внутренний сигнал CROWBAR, по которому логика управления каналами открывает нижние ключи синхронного преобразователя, что в конечном счёте приводит к уменьшению напряжения на выходе. Таким способом осуществляется защита от перенапряжения.

### РЕГУЛЯТОР II ТИПА (ПОВЫШАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ)

Повышающий преобразователь (boost converter, или step-up converter) используется в тех случаях, когда требуется получить выходное напряжение, превышающее входное. Как и все рассматриваемые ре-

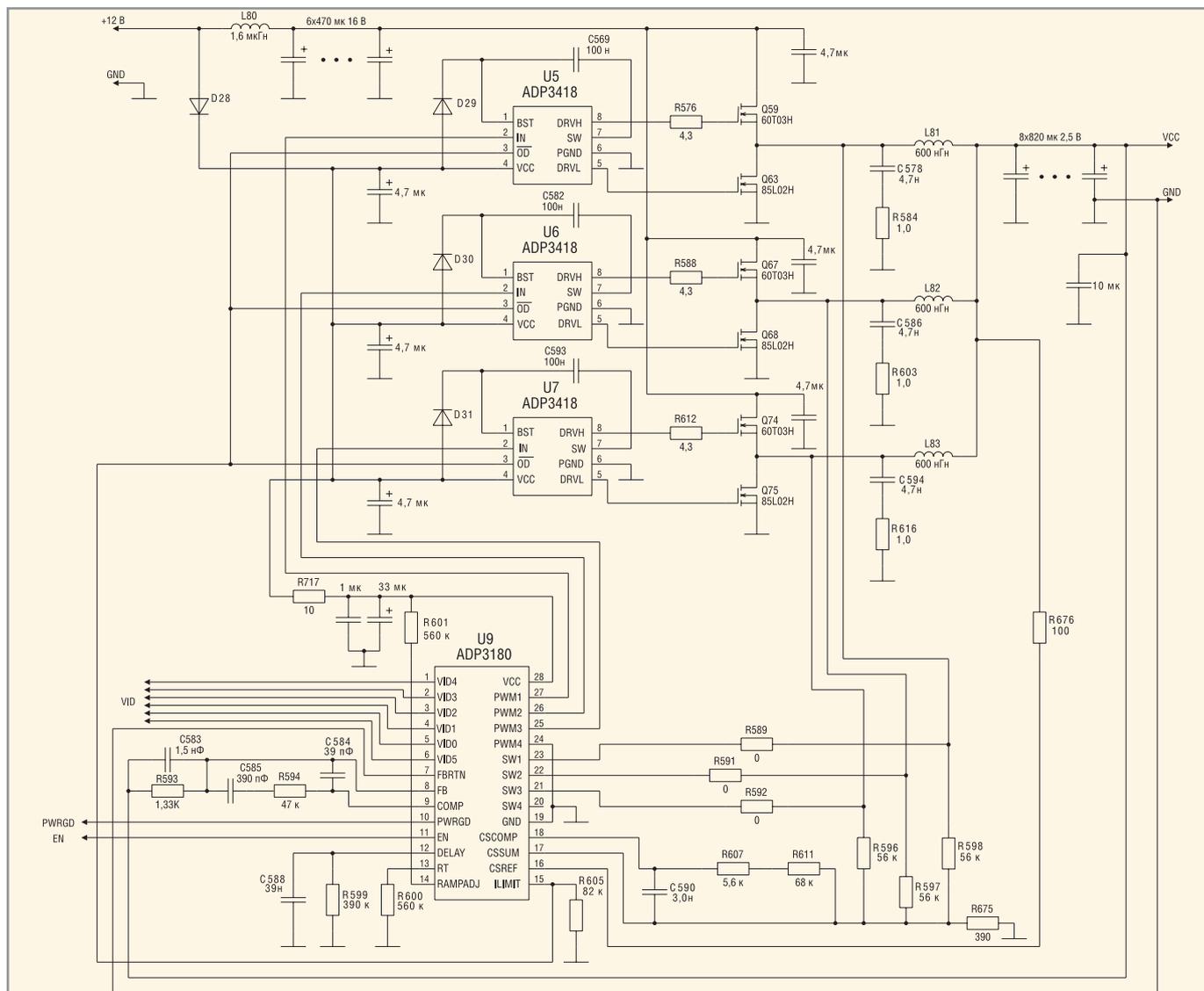


Рис. 6. Принципиальная схема источника питания процессора

гуляторы, данный преобразователь не обеспечивает гальванической развязки.

Упрощённая схема преобразователя приведена на рисунке 7.

Когда транзистор VT открыт, к катушке индуктивности L прикладывается всё напряжение источника питания, т.е.  $U_L = U_{\Pi}$ . Под действием этого напряжения в контуре источник-катушка индуктивности L-ключ VT нарастает ток и накапливается энергия в катушке индуктивности (см. рис. 8а). Ток нагрузки  $I_H$  определяется разрядом конденсатора C.

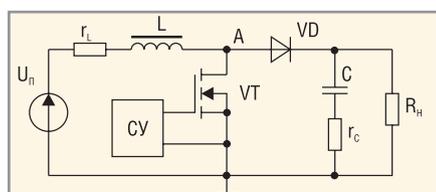


Рис. 7. Упрощённая схема повышающего регулятора II типа

Когда транзистор VT закрывается (интервал паузы  $t_{\Pi}$ ), ток катушки индуктивности замыкается в контуре источник питания-катушка индуктивности L-диод VD-нагрузка. Конденсатор  $C_{\Phi}$  заряжается током  $i_C(t) \approx i_L(t) - I_H$ . Таким образом энергия, накопленная в катушке индуктивности, передаётся в нагрузку и определяет уровень выходного напряжения.

Как и для понижающего преобразователя, можно выделить два режима работы регулятора – режим непрерывных и прерывистых токов. В первом ток катушки индуктивности всегда больше нуля, а во втором существует интервал времени, в течение которого ток катушки индуктивности равен нулю. Временные диаграммы для обоих режимов приведены на рисунке 8.

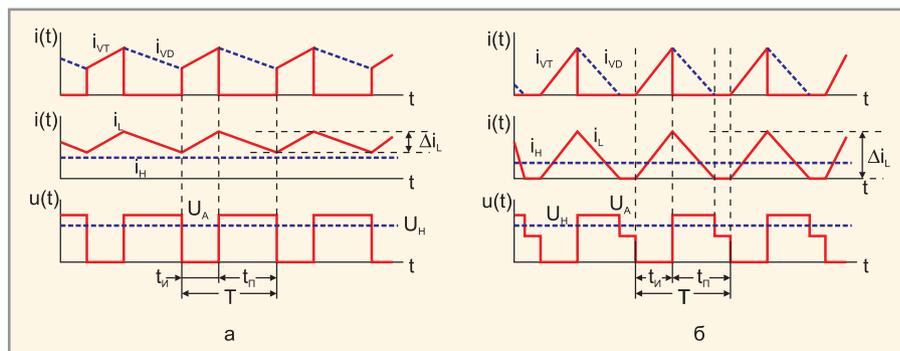


Рис. 8. Временные диаграммы режима непрерывного (а) и прерывистого (б) тока регулятора II типа

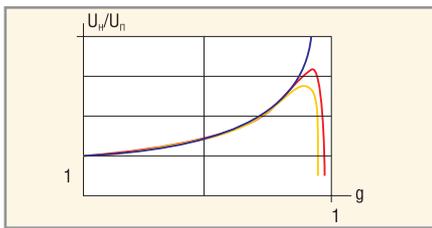


Рис. 9. Регулировочная характеристика регулятора II типа

Регулировочная характеристика регулятора II типа для режима непрерывных токов описывается выражением [3]:

$$U_n = \frac{U_n}{1-\gamma} - \frac{I_H(r_{VT} + r_L)}{(1-\gamma)^2} - U_{VD}.$$

Для идеального регулятора без потерь:

$$U_n = \frac{U_n}{1-\gamma}.$$

Как видно из формулы, регулировочная характеристика реального преобразователя зависит от тока нагрузки. При большом токе появляется характерный максимум на характеристике для значений  $\gamma$ , близких к 1, обусловленный потерями в преобразователе. При дальнейшем увеличении коэффициента заполнения потери начинают значительно уменьшать энергию, передаваемую в нагрузку. Таким образом, напряжение в нагрузке падает (см. рис. 9).

Как видно из рисунка 9, напряжение на выходе ограничивается некоторым значением, определяемым сопротив-

лением потерь. Проектируя реальные источники питания, необходимо учитывать этот факт и ограничивать максимальное значение коэффициента заполнения. Если необходимо получить напряжение, значительно превышающее входное, то необходимо использовать модификации регулятора I типа с трансформатором.

Основные отличия режима прерывистых токов заключаются в наличии интервала времени  $t_{II}$ , когда ток катушки индуктивности равен нулю.

Регулировочная характеристика регулятора II типа в режиме прерывистых токов описывается выражением [3]:

$$\frac{U_n}{U_n} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{\gamma^2}{K}},$$

где  $K = 2L/R_H T$ .

Как правило, повышающий преобразователь проектируется для работы как в режиме прерывистых, так и в режиме непрерывных токов.

Важной особенностью повышающего преобразователя является то, что он потребляет от источника не импульсный ток, как преобразователи I и III типов, а непрерывный. Эта особенность используется для построения корректоров коэффициента мощности.

Следует отметить, что часто можно встретить модифицированную схему повышающего преобразователя – синхронный повышающий преобразователь. В таком преобразователе, как и в понижающем, диод заменяется полевым транзистором, что позво-

ляет повысить КПД регулятора. Как правило, схема синхронного повышающего регулятора находит применение в портативной аппаратуре с батарейным питанием (см. рис. 10).

### РЕГУЛЯТОР III ТИПА (ИНВЕРТИРУЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ)

Инвертирующий преобразователь (buck-boost converter, или step-up/down converter) позволяет получать выходное напряжение как большего значения по сравнению с входным, так и меньшего. Упрощённая схема преобразователя приведена на рисунке 11.

Когда транзистор VT открыт, к катушке индуктивности L прикладывается всё напряжение источника питания, т.е.  $U_L = U_{II}$ . Под действием этого напряжения в контуре источник–катушка индуктивности L–ключ VT нарастает ток и накапливается энергия в катушке индуктивности (см. рис. 12а). Ток нагрузки  $I_H$  определяется разрядом конденсатора C.

Когда транзистор VT закрывается (интервал паузы  $t_{II}$ ), ток катушки индуктивности замыкается в контуре, содержащем катушку индуктивности L, нагрузку и диод VD. Таким образом, энергия, накопленная в катушке индуктивности, передаётся в нагрузку и определяет уровень выходного напряжения.

Можно выделить два режима работы регулятора – непрерывных и прерывистых токов. В первом ток катушки индуктивности всегда больше нуля, а во втором существует интервал времени, в течение которого ток катушки индуктивности равен нулю. Временные диаграммы для обоих режимов приведены на рисунке 12.

Регулировочная характеристика регулятора III типа для режима непрерывных токов описывается выражением:

$$U_n = U_n \frac{\gamma(1-\gamma)}{(1-\gamma)^2 + \frac{r}{R_H}},$$

где  $r$  – сопротивление потерь,  $R_H$  – сопротивление нагрузки.

Для идеального регулятора без потерь ( $r = 0$ ):

$$U_n = \frac{U_n \gamma}{1-\gamma}.$$

Как видно из формулы, регулировочная характеристика реального пре-

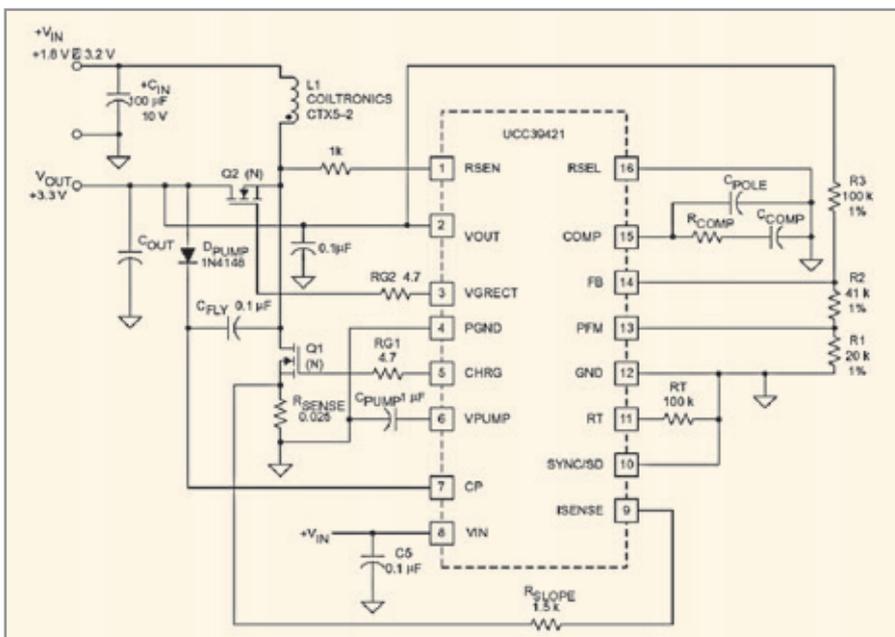


Рис. 10. Схема повышающего синхронного преобразователя

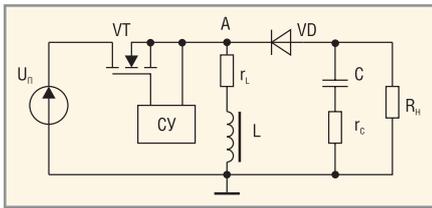


Рис. 11. Упрощенная схема повышающего регулятора III типа

образователя зависит от тока нагрузки (определяется величиной  $R_H$ ) и сопротивления потерь. При большом токе появляется характерный максимум на характеристике для значений  $\gamma$ , близких к 1, обусловленный потерями в преобразователе (см. рис. 13).

Регулировочная характеристика регулятора II типа в режиме прерывистых токов описывается выражением [4]:

$$U_n = U_n \frac{\gamma}{\sqrt{K}}$$

где  $K = 2L/R_H T$ .

Как правило, инвертирующий преобразователь проектируется для работы как в режиме прерывистых, так и в режиме непрерывных токов.

Основной модификацией схемы инвертирующего преобразователя является обратноходовой преобразователь (flyback converter).

В схеме обратноходового преобразователя (рис. 14) обеспечивается гальваническая развязка входного и выходного напряжений. При открытии транзистора VT по первичной обмотке трансформатора протекает ток, сердечник трансформатора накапливает энергию. При этом во вторичной обмотке наводится ЭДС обратной полярности; диод VD заперт. При закрытии ключа ток первичной обмотки начинает уменьшаться, напряжение вторичной обмотки меняет полярность, диод VD открывается. Трансформатор сбрасывает накопленную в магнитопроводе энергию в нагрузку. При этом происходит размагничивание сердечника, поэтому специальных мероприятий, таких как введение размагничивающей обмотки в прямоходовом преобразователе, здесь не требуется.

Таким образом, передача энергии в данном преобразователе происходит во время обратного хода, откуда преобразователь и получил своё название.

Обратноходовой преобразователь используется для питания устройств, потребляющих десятки – сотни ватт, то есть в основном классе бытовых

устройств. Поэтому обратноходовой преобразователь нашёл широкое применение.

Следует также отметить, что в некоторых преобразователях используется два хода: во время прямого хода происходит накопление энергии в магнитопроводе, а также передача энергии в нагрузку, как в прямоходовом преобразователе, во время обратного хода запасённая энергия отдаётся в нагрузку.

В блоках питания современных устройств часто одновременно используются преобразователи нескольких типов. Рассмотрим схему блока питания плазменного телевизора Philips на шасси FM23 (см. рис. 15) [6]. Эта схема иллюстрирует разнообразие типов применённых в блоке питания DC/DC-преобразователей.

Источник питания Standby (модуль P2) построен на базе прямоходового преобразователя и служит для питания схем телевизора в дежурном режиме. В данном режиме в телевизоре работает лишь несколько блоков, осуществляющих включение телевизора при нажатии кнопки на пульте дистанционного управления или на передней панели телевизора. Потребление этих цепей мало (несколько ватт), поэтому здесь используется прямоходовой преобразователь.

Как видно на схеме, модуль P2 разделён на две части: высоковольтную

НОТ («горячую») и низковольтную COLD («холодную»), гальванически развязанные между собой.

Модуль P5 содержит корректор коэффициента мощности, предназначенный для увеличения коэффициента потребляемой мощности. Как было отмечено выше, корректор мощности строится на базе регулятора II типа, на выходе которого присутствует повышенное до 400 В напряжение. Согласно современным европейским стандартам по качеству электроэнергии, любое бытовое устройство, потребляющее свыше 150...200 Вт, должно иметь коэффициент мощности не хуже 0,9. Для устройств, потребляющих меньшую мощность, эта норма носит лишь рекомендательный характер, поэтому во многих случаях для удешевления устройства корректор мощности не устанавливается. Однако вполне возможно, что в ближайшее время этот стандарт распространится и на устройства с потреблением 50...100 Вт.

Следующим структурным звеном блока питания является основной источник питания телевизора – модуль P6. Он построен по полумостовой схеме, являющейся двухтактной модификацией понижающего регулятора. Полумост образован транзисторами 7005, 7006, управляемыми контроллером MC34067 компании Motorola. Источник имеет схему мягкого запуска, обеспечи-

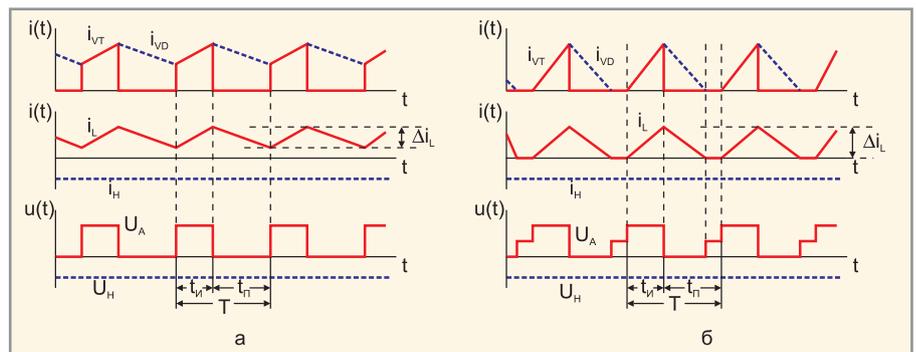


Рис. 12. Временные диаграммы режима непрерывного (а) и прерывистого (б) тока регулятора III типа

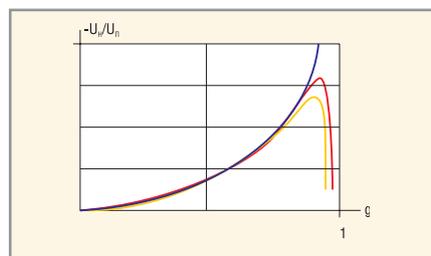


Рис. 13. Регулировочная характеристика регулятора III типа

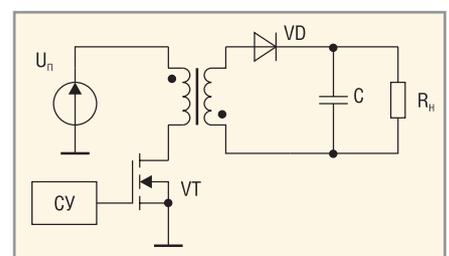


Рис. 14. Упрощённая схема обратноходового преобразователя

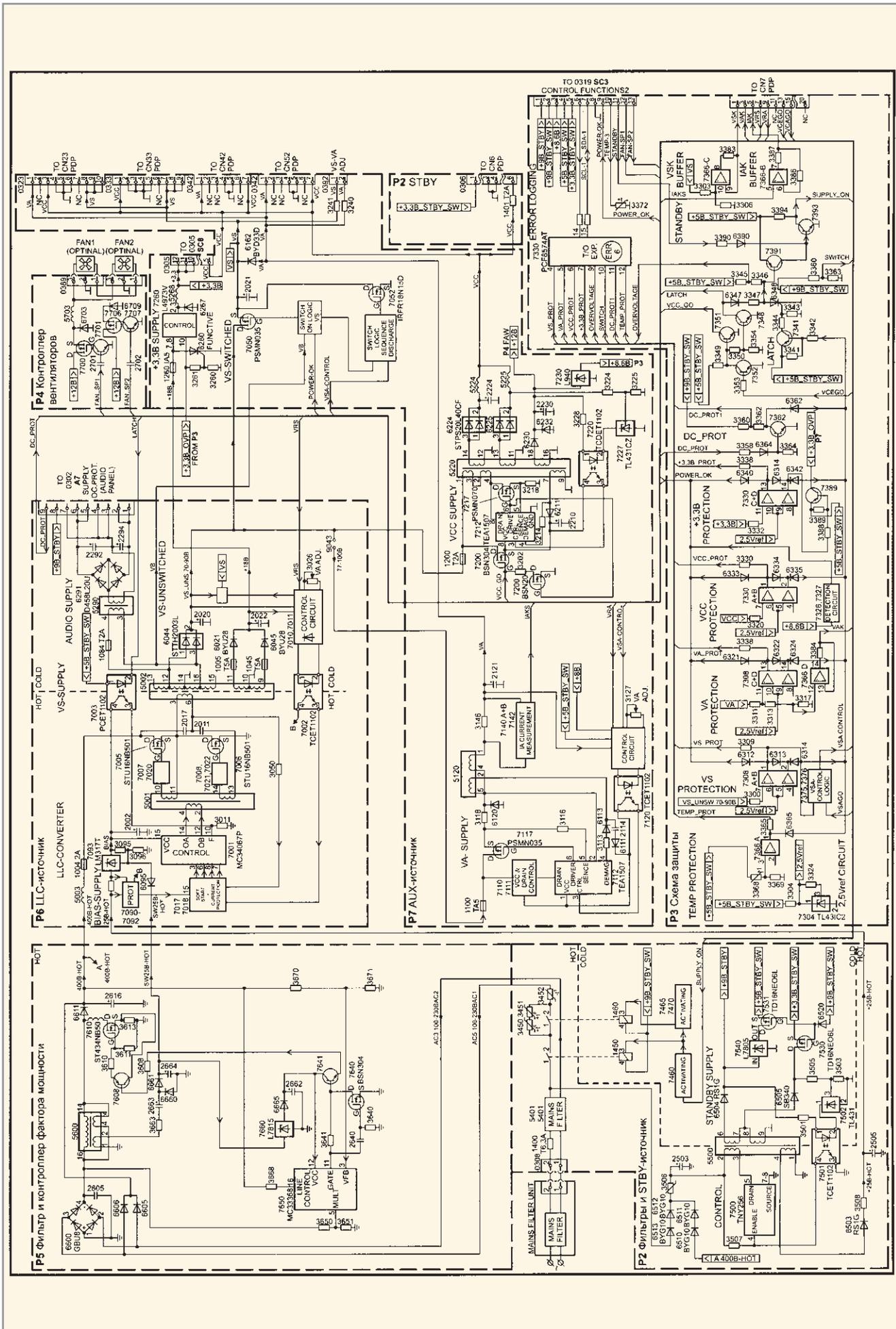


Рис. 15. Схема блока питания плазменного телевизора Philips на шасси FM23

вающую плавный выход на режим без экстратоков и перенапряжений, а также схему защиты по току, обеспечивающую отключение источника при коротком замыкании в нагрузке.

Обратная связь к микросхеме контроллера подведена через оптопары, обеспечивающие гальваническую развязку высоковольтных и низковольтных цепей блока питания.

Напряжение во вторичной обмотке трансформатора выпрямляется двуполупериодными выпрямителями на диодной сборке 6044 и диодах 6021 и 6045, выпрямленное напряжение с которых подаётся на преобразователи

следующего звена – модуля P7. Модуль P7 содержит три преобразователя: VA-SUPPLY, VCC SUPPLY, +3,3V SUPPLY. Преобразователи VA-SUPPLY и +3,3V SUPPLY представляют собой регуляторы I типа. В первом из них имеются специальные схемы защиты, во втором ключевой транзистор интегрирован в микросхему контроллера.

Преобразователь VCC SUPPLY представляет собой совмещённый прямо- и обратногоходовой преобразователь, построенный на контроллере TEA1507 и транзисторе 7217.

Кроме того, рассмотренный блок питания имеет модуль P3, содержа-

щий в себе схемы защиты всех преобразователей.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Understanding Buck Power Stages in Switchmode Power Supply.
2. Voltage regulator-down 10.0. Design Guide. Intel Corp., February 2004.
3. Understanding Boost Power Stages in Switchmode Power Supply.
4. Understanding Buck-Boost Power Stages in Switchmode Power Supply.
5. *Образцов С.А.* Схемотехника цепей питания процессоров Pentium 4. Ремонт электронной техники. 2004. № 11. С. 45–50.
6. Ремонт и сервис. 2004. № 11. Вкладка, с. IX.



## Новости мира News of the World Новости мира

### Philips меняет рекламный лозунг

На состоявшейся недавно в Москве пресс-конференции фирма Philips объявила о замене старого рекламного лозунга «Изменим жизнь к лучшему» новым: «Разумно и просто». Задача кампании – создать у потребителей образ корпорации, создающей высокотехнологичные, но легкие в обращении устройства. «Целевой группой новой рекламной кампании являются те 20% потребителей, которые совершают 80% всех покупок. Это люди, принимающие решения в той или иной области, в возрасте 35...55 лет, которые разделяют общее недовольство излишней сложностью высокотехнологичных устройств и приборов» – сказал на пресс-конференции Эндерсон Гимараес, директор по международному маркетингу. Для англоязычных стран новый лозунг звучит «Sense and Simple» и обращается скорее к чувствам потребителя, чем к его разуму. Общая сумма, которую предполагается затратить на проведение кампании в первом полугодии 2005 г., составит около 80 млн. евро. В России новая рекламная кампания начнется с мая 2005 г., и в ближайшее полугодие на неё будет потрачено 250 млн. руб.

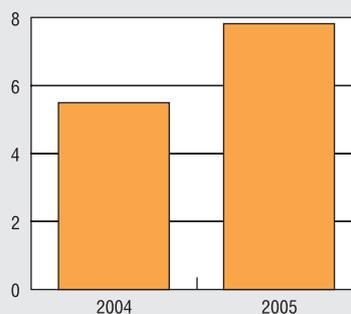
По материалам пресс-службы Philips Россия

### Объём рынка преобразователей постоянного тока к 2008 году достигнет 8 млрд. долл. США

Компания Venture Development Corp., занимающаяся анализом и прогнозированием рынка электронных компонентов,

опубликовала результаты недавнего исследования, в фокусе которого оказался глобальный рынок преобразователей постоянного тока.

В 2004 году мировой объём потребления этих устройств, к числу которых можно отнести микросхемы преобразования уровня напряжения постоянного тока, регуляторы параметров преобразования, контроллеры широтно-импульсной и частотно-импульсной модуляции, превысил 5 миллиардов долларов США. По оценке исследователей, в 2008 году он подойдет к отметке 8 миллиардов. Соотношение между объемами поставок в 2004 и 2008 годах видно на прилагаемой иллюстрации.



В докладе были отмечены основные факторы, влияющие на рост рынка:

Распространение архитектурных решений, в которых понижение напряжения выполняется непосредственно в точке потребления питания. Этот подход характерен для большого числа потребительских устройств, мобильных приложений и вычислительной техники.

Заметный рывок, который индустрия полупроводниковых приборов сделала в минувшем году, достигнув пикового уровня 2000 года. По оценкам аналитиков,

устойчивый рост будет иметь место и в ближайшие годы.

Растущие потребности изготовителей комплектного оборудования (ОЕМ). Производители строят все более сложные системы, которые требуют современных технических решений, связанных с понижением напряжения питания конечных устройств и использованием дополнительных источников питания. Эти потребности влекут за собой появление более универсальных и многофункциональных микросхем, интегрирующих в одном кристалле несколько подсистем. В качестве примера можно привести микросхему, объединяющую в одном корпусе функции преобразователя напряжения, схемы питания и заряда батарей, о которой мы недавно писали.

<http://www.ixbt.com>

### Против Microsoft подан иск о нарушении патентных прав, связанных с форматом JPEG

Техасская фирма Forgent Networks объявила о подаче судебного иска о нарушении патентного законодательства против компании Microsoft. Данный шаг стал ответом на действия программного гиганта, который несколькими днями ранее обратился в суд с просьбой аннулировать принадлежащий Forgent патент №4698672, известный также как «672-й патент» и описывающий метод сжатия информации, применяемый в технологии JPEG.

Напомним, что ровно год назад Forgent уже были поданы аналогичные иски против 31 компании компьютерной, коммуникационной, издательской и фотоиндустрии.

<http://itc.ua/article.phtml?ID=20492>