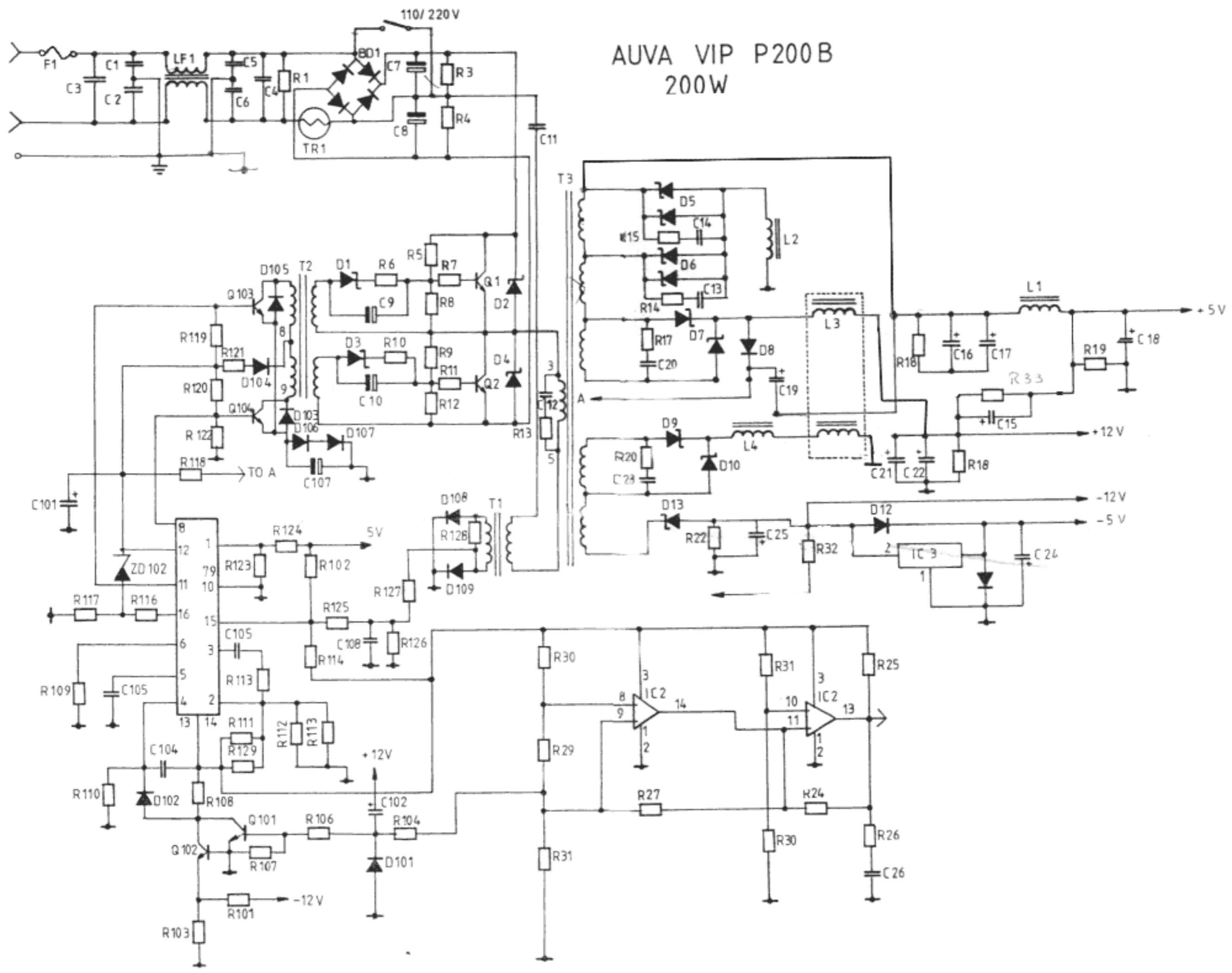


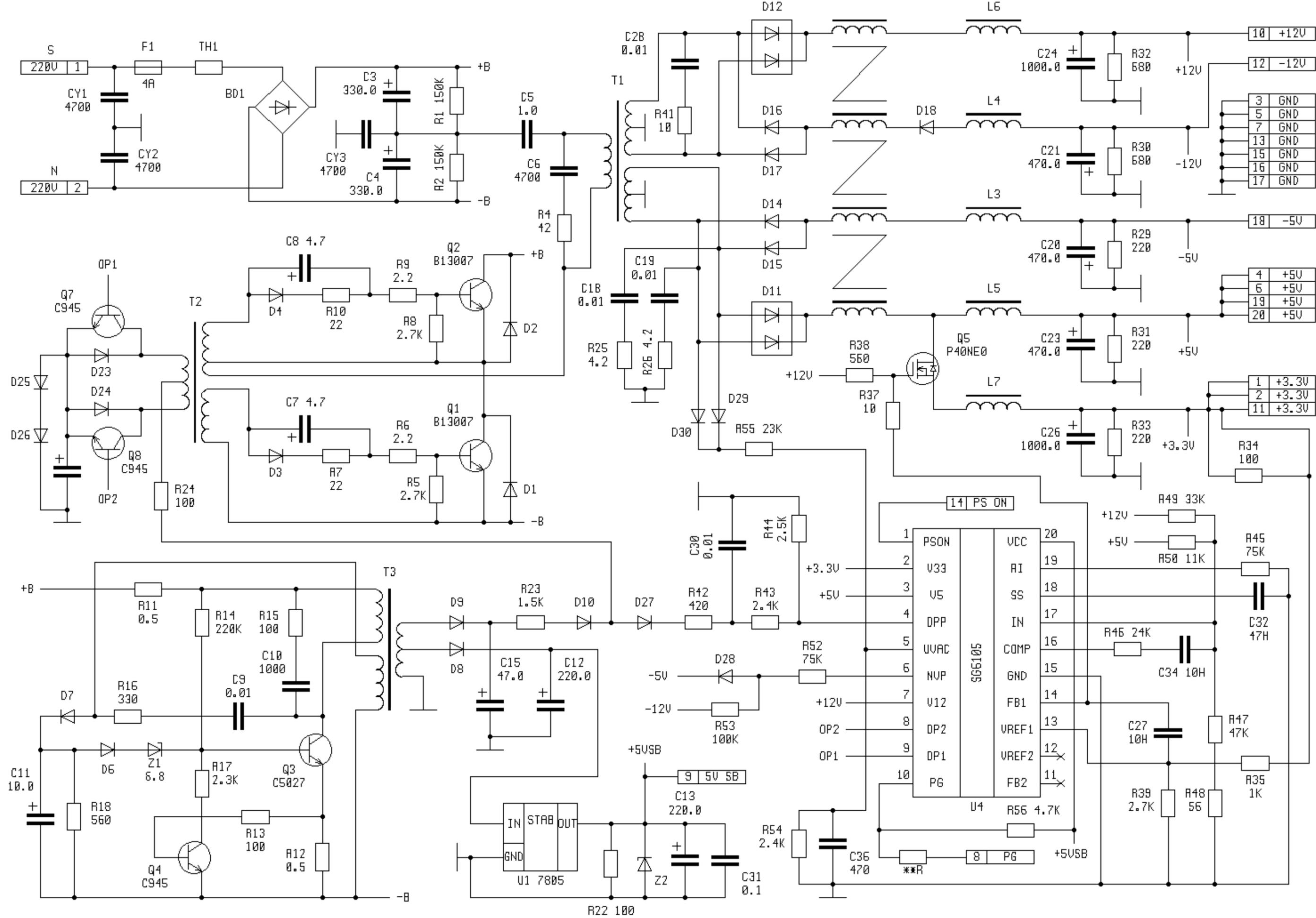
DESIGN AND
DRAWING BY
PETER CHOU
" ORIGINAL "

MODEL
UK5- 15A
1987

原始設計人：周健生 F102141288

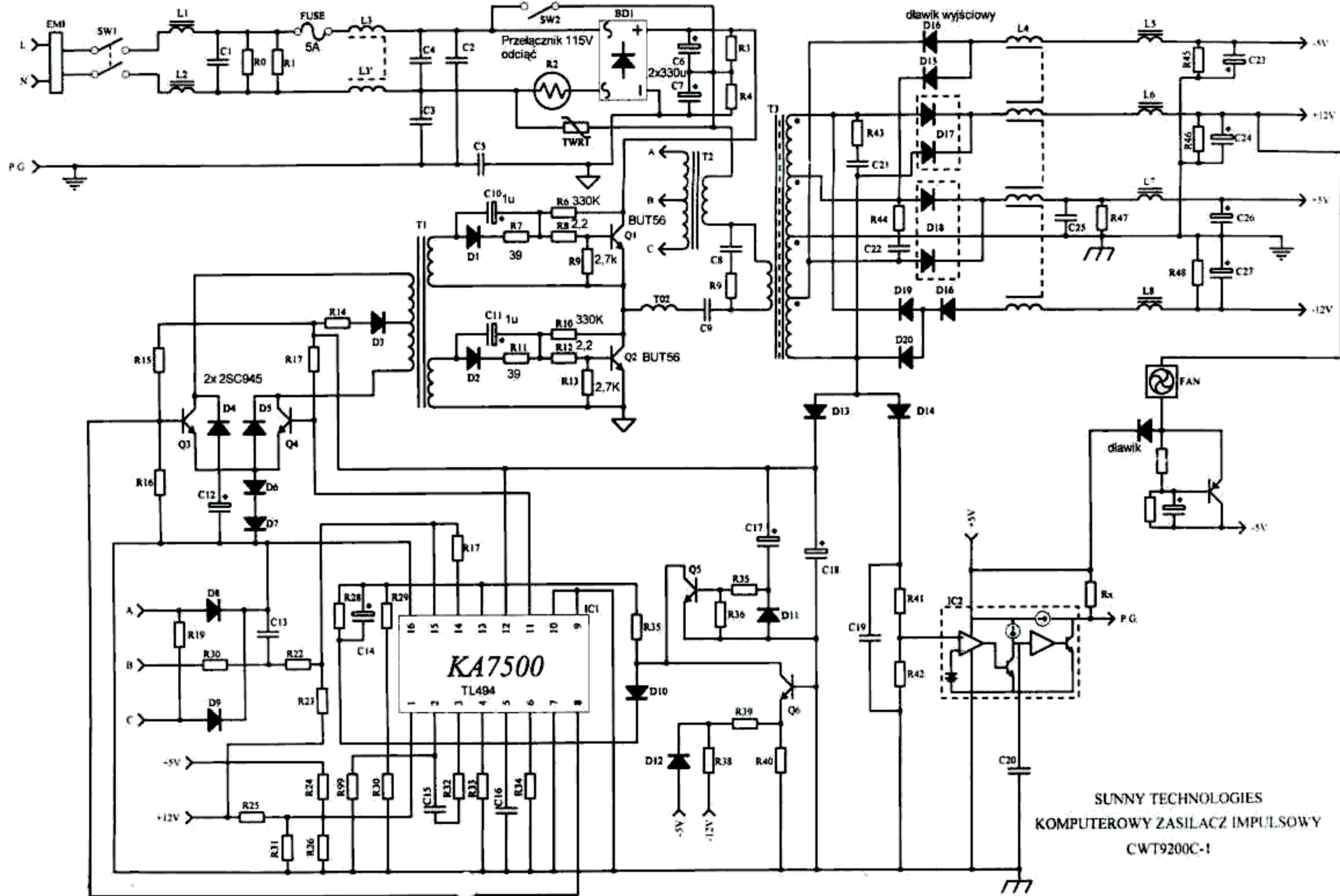
AUVA VIP P200 B 200W



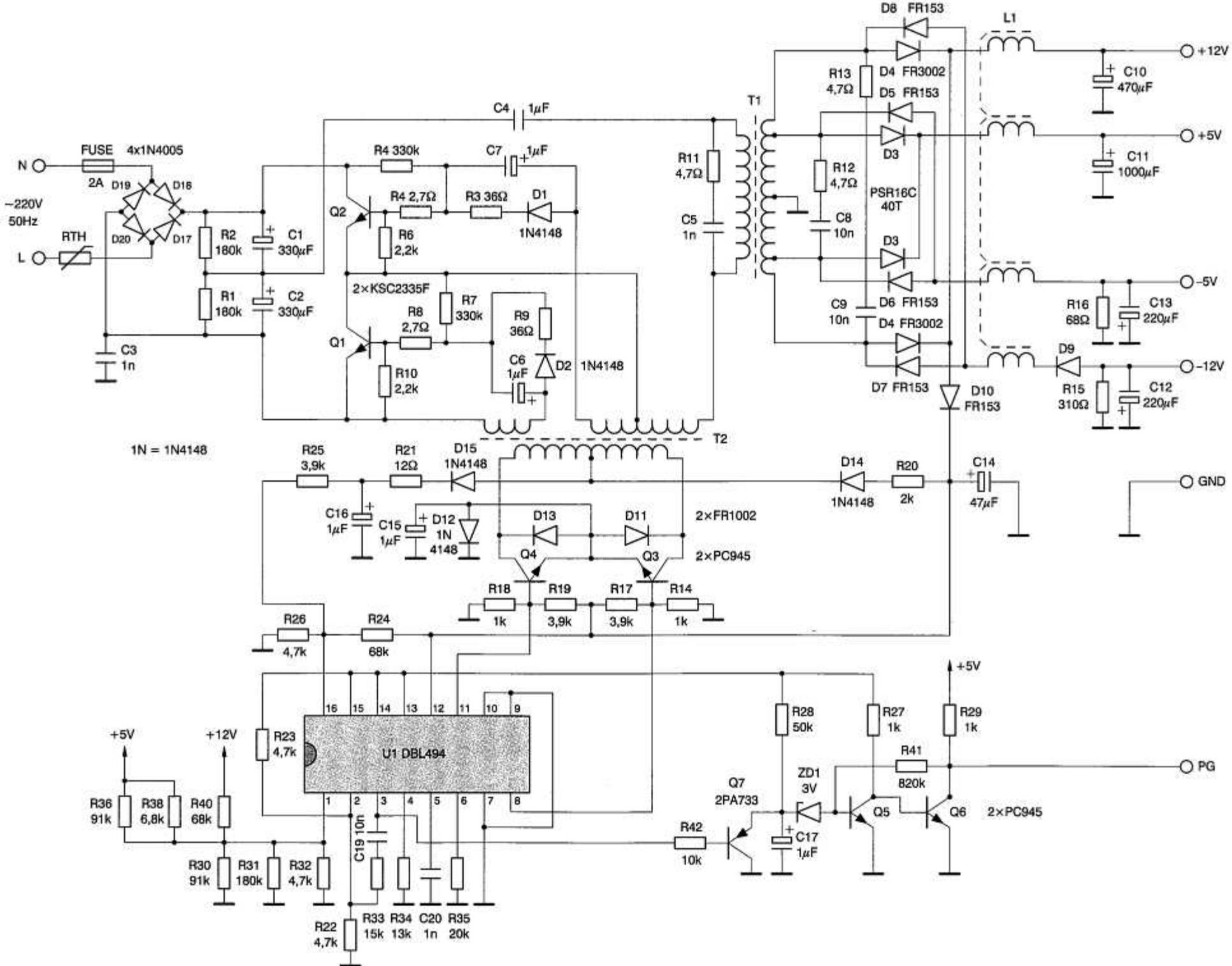


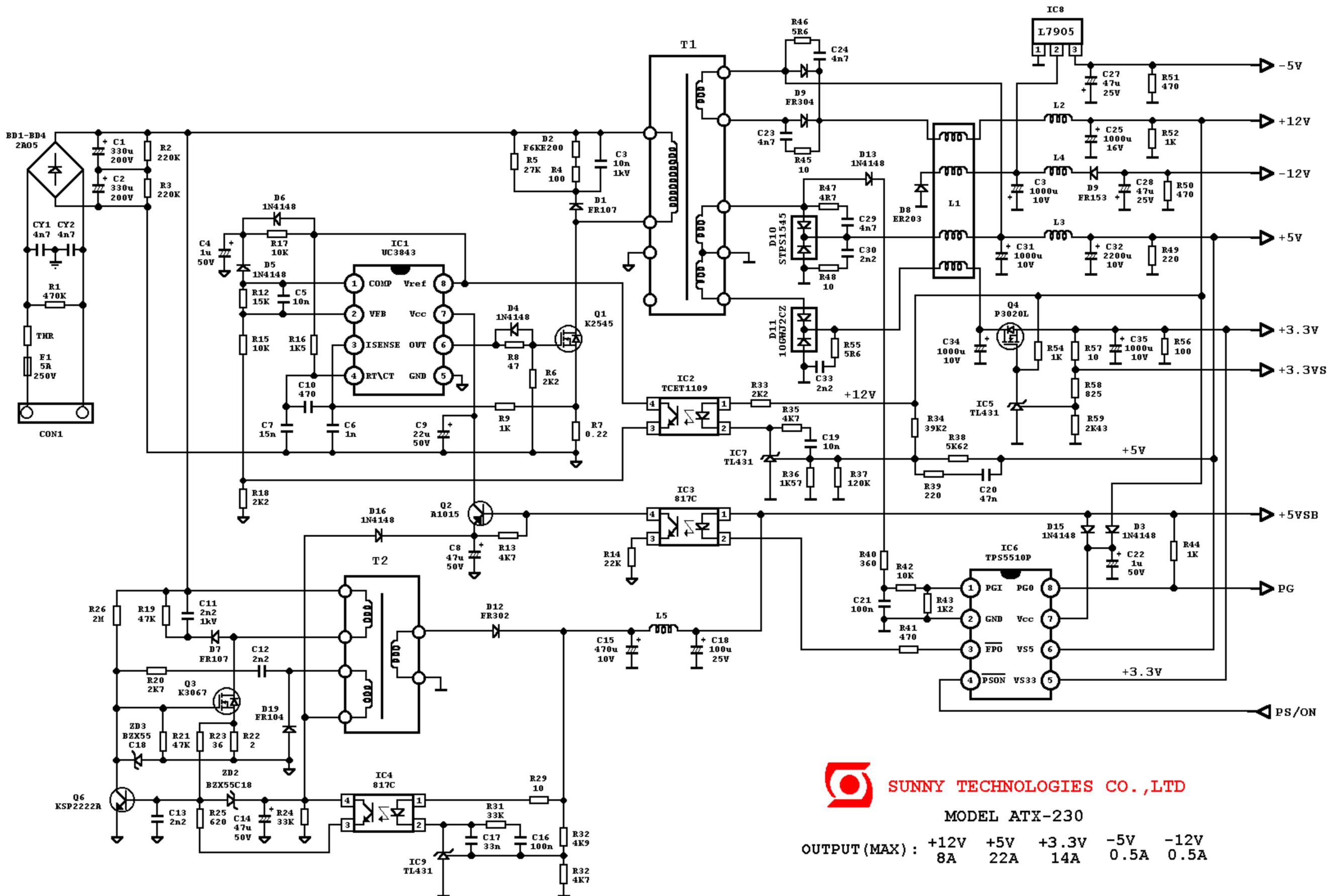
ATX 250 SG6105

KS98@EMAIL.RU
KM450@MAIL.RU



SUNNY TECHNOLOGIES
 KOMPUTEROWY ZASILACZ IMPULSOWY
 CWT9200C-1

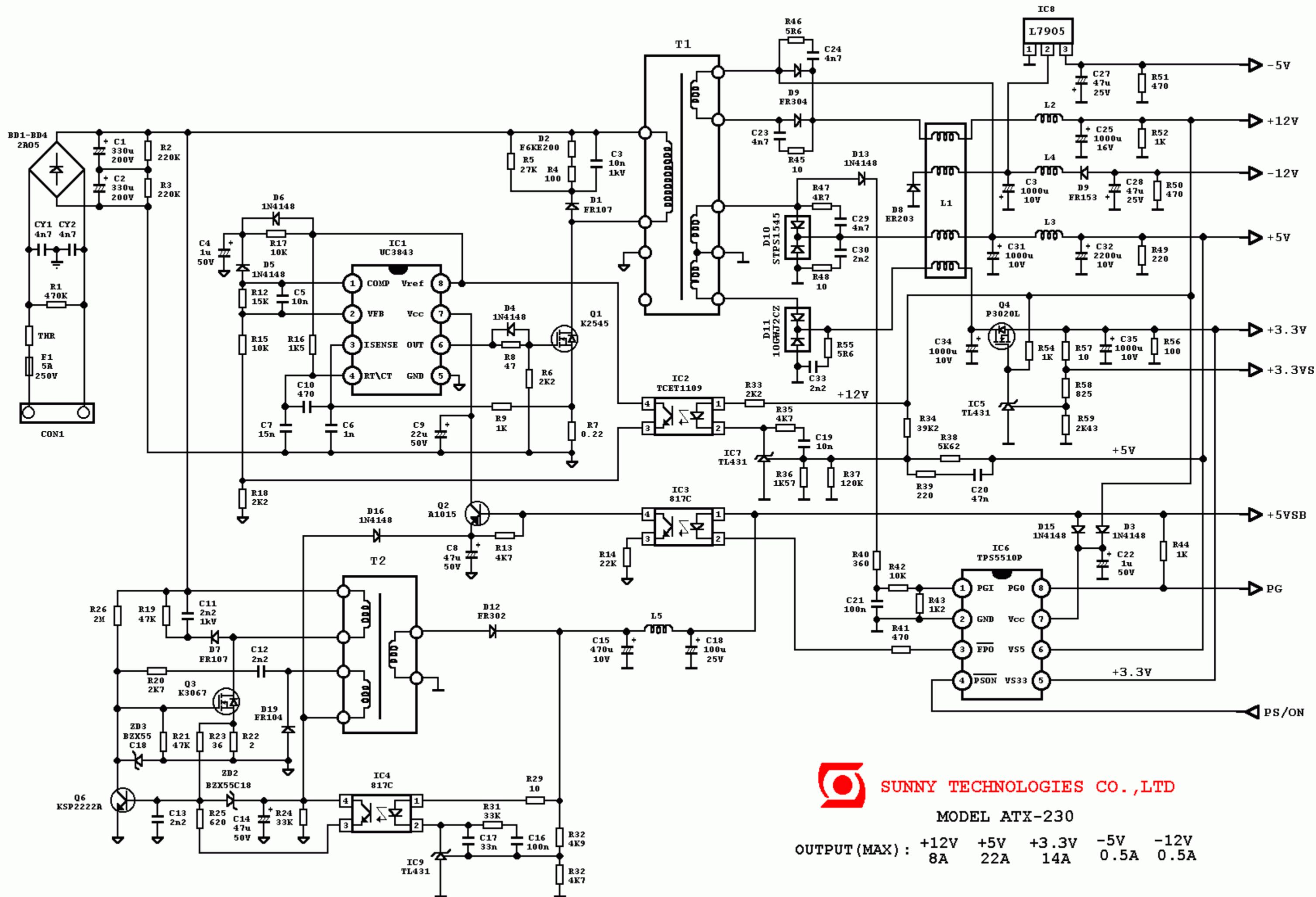




SUNNY TECHNOLOGIES CO., LTD

MODEL ATX-230

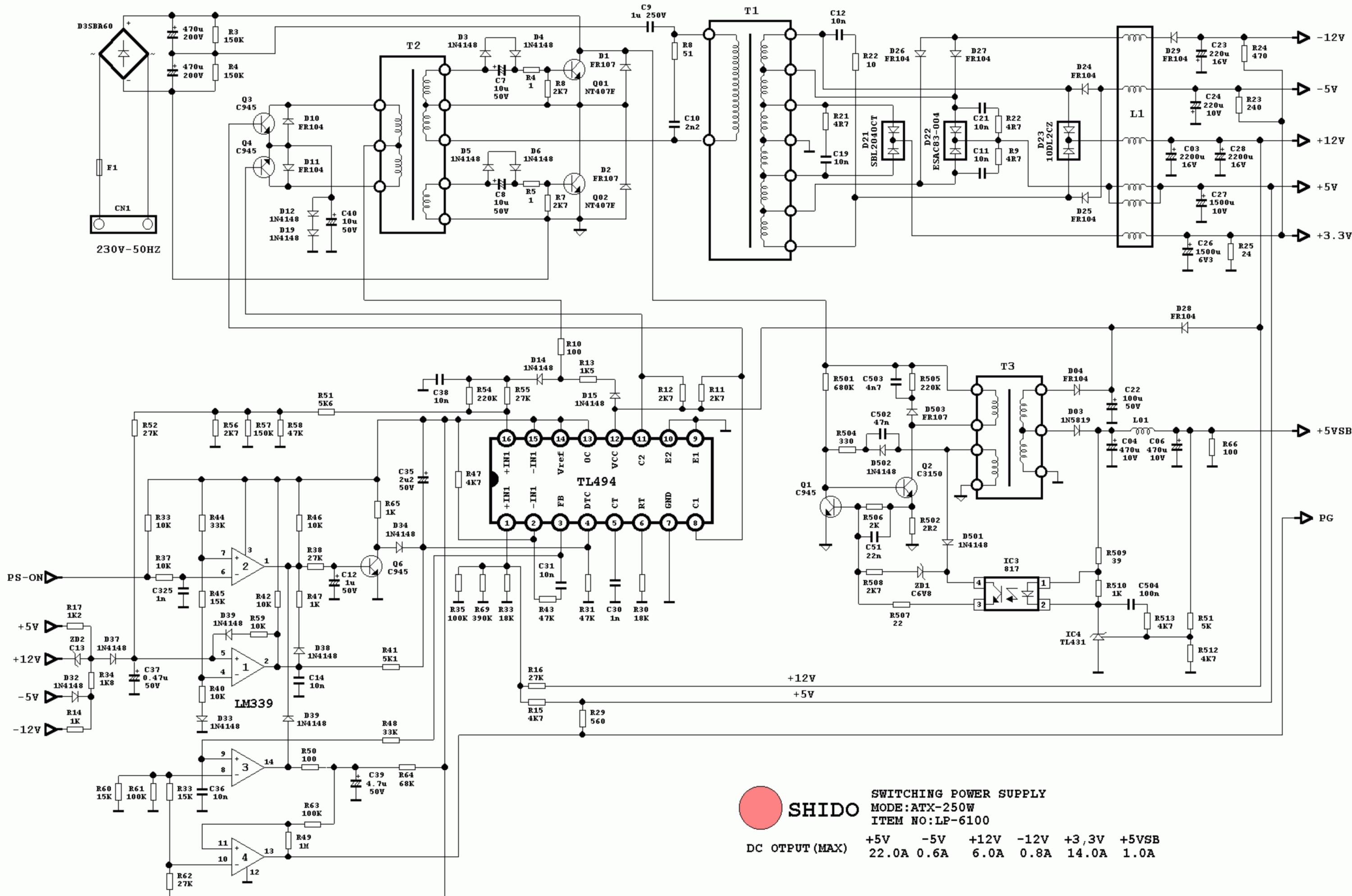
OUTPUT (MAX) : +12V 8A +5V 22A +3.3V 14A -5V 0.5A -12V 0.5A



SUNNY TECHNOLOGIES CO., LTD

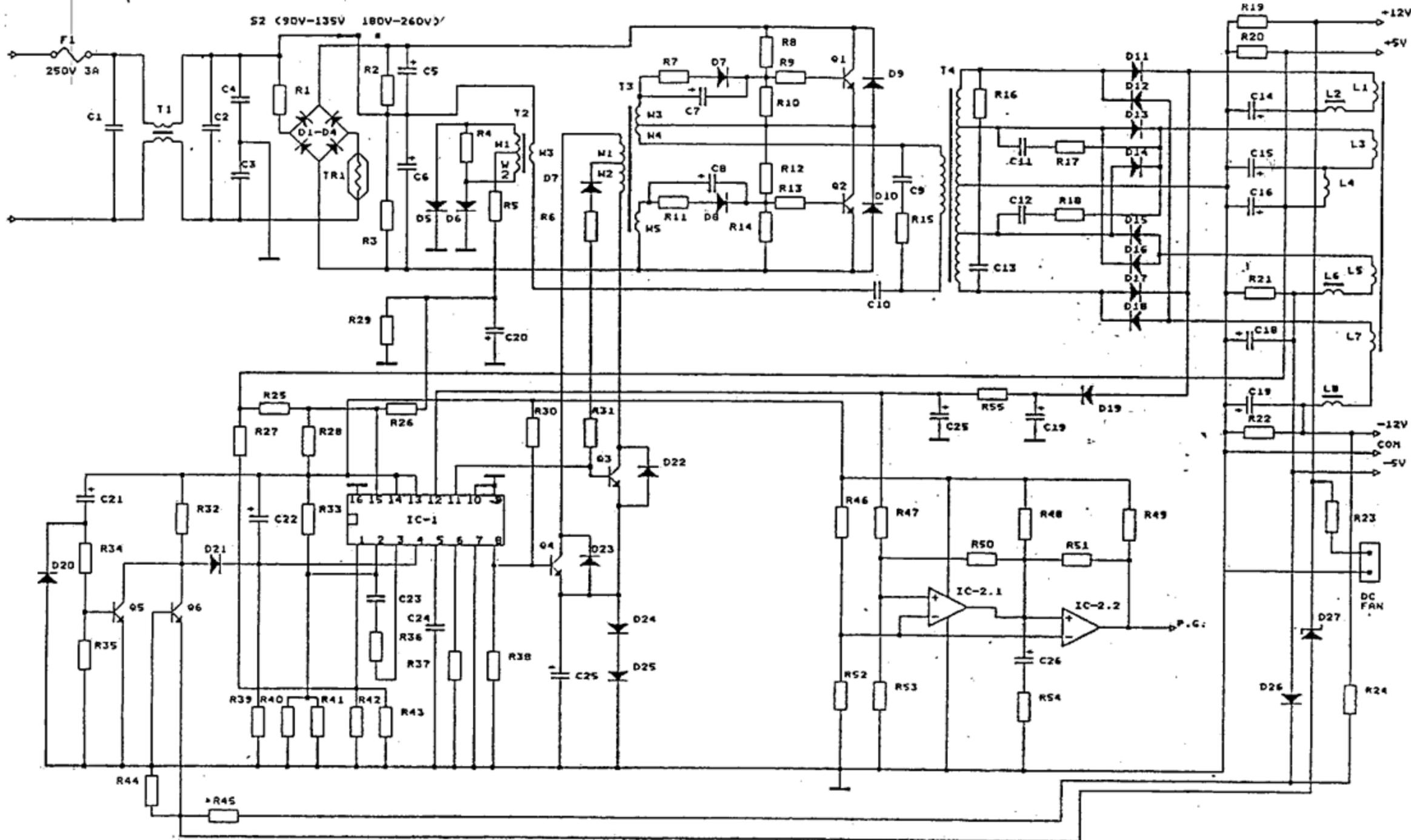
MODEL ATX-230

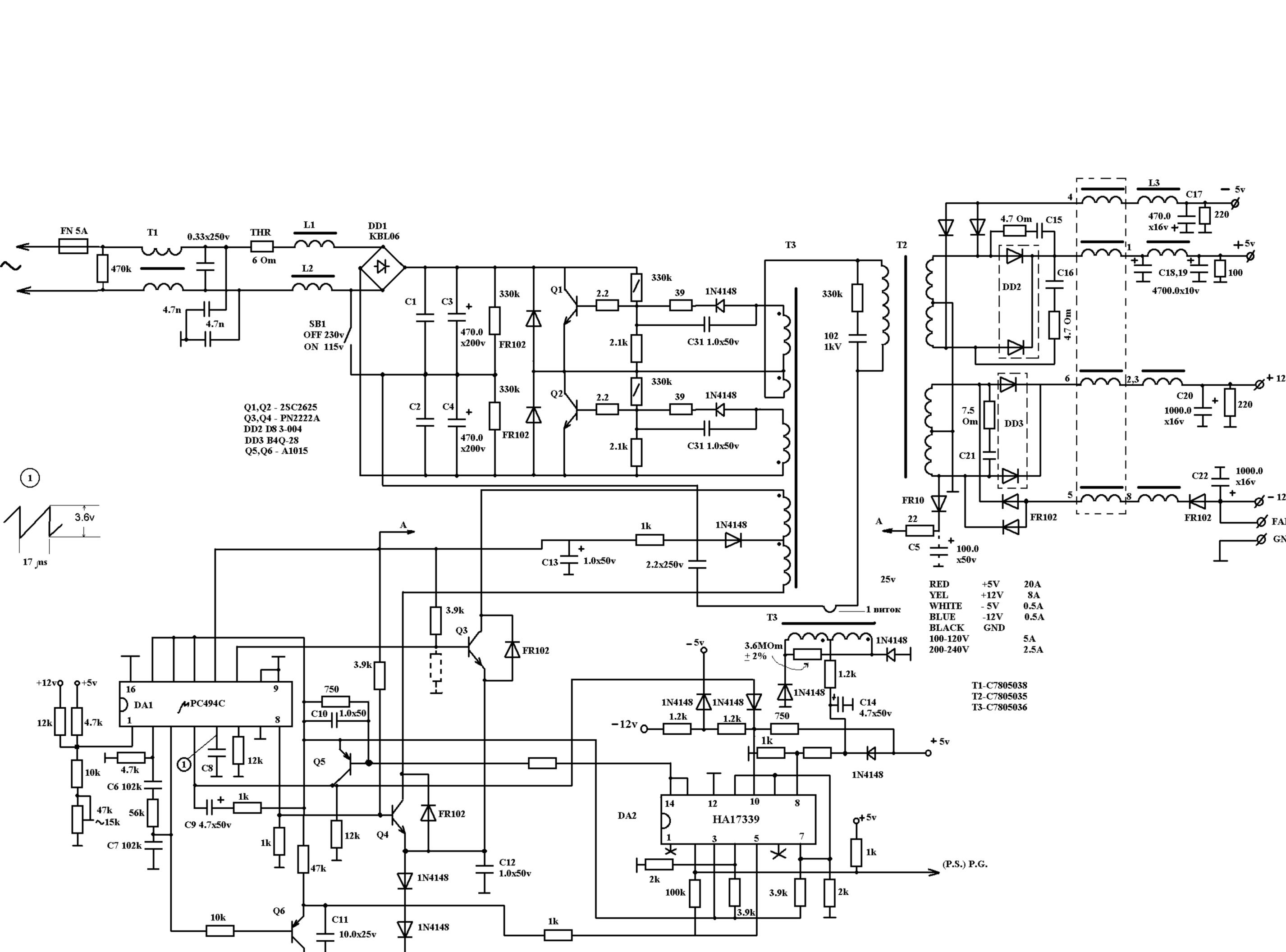
OUTPUT (MAX) : +12V 8A +5V 22A +3.3V 14A -5V 0.5A -12V 0.5A



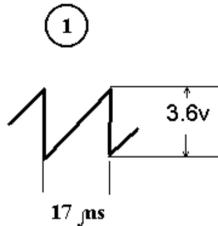
SWITCHING POWER SUPPLY
 MODE: ATX-250W
 ITEM NO: LP-6100

DC OUTPUT (MAX)	+5V	-5V	+12V	-12V	+3,3V	+5VSB
	22.0A	0.6A	6.0A	0.8A	14.0A	1.0A





Q1,Q2 - 2SC2625
 Q3,Q4 - PN2222A
 DD2 D8 3-004
 DD3 B4Q-28
 QS,Q6 - A1015



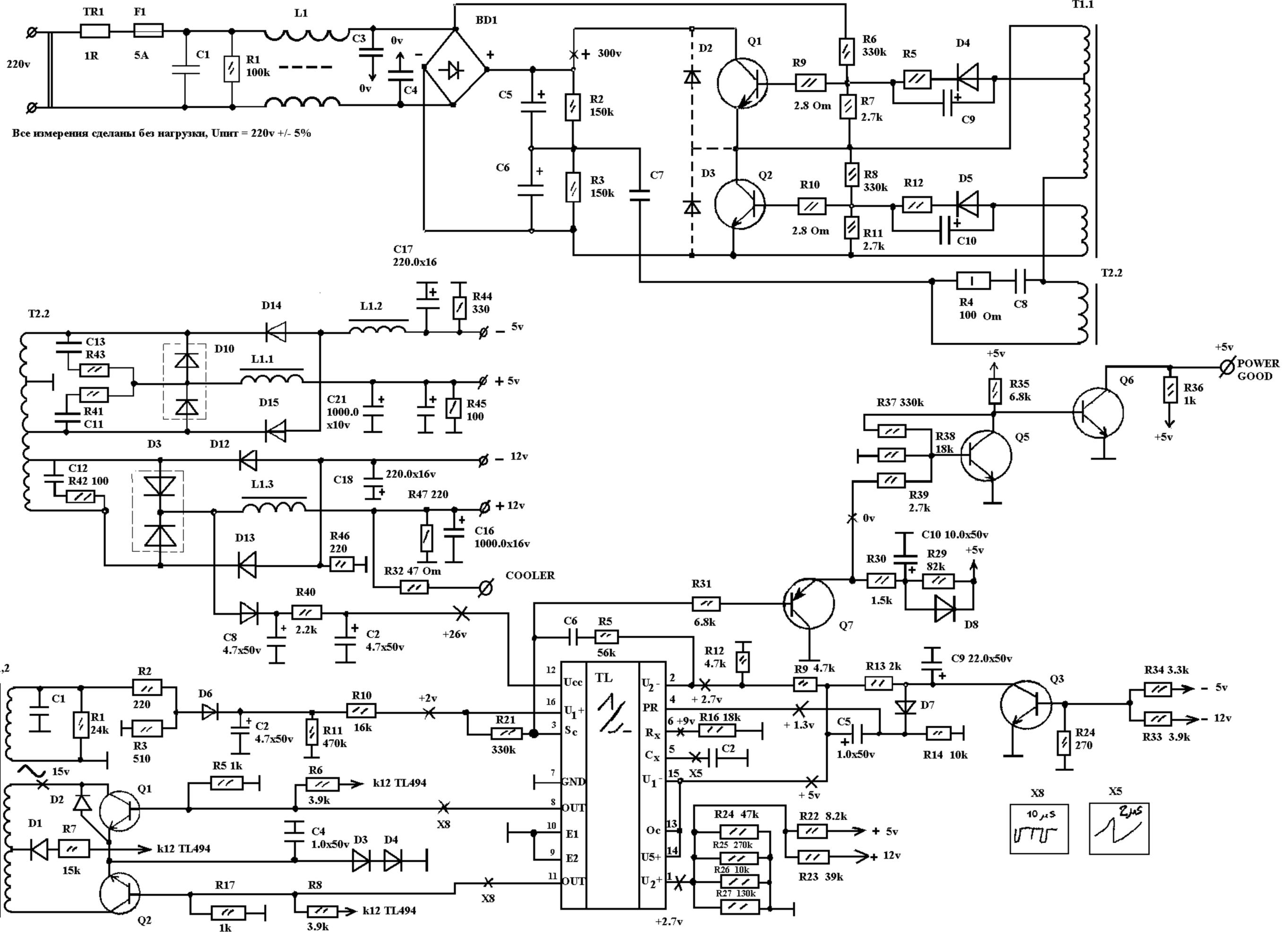
RED	+5V	20A
YEL	+12V	8A
WHITE	-5V	0.5A
BLUE	-12V	0.5A
BLACK	GND	
100-120V		5A
200-240V		2.5A

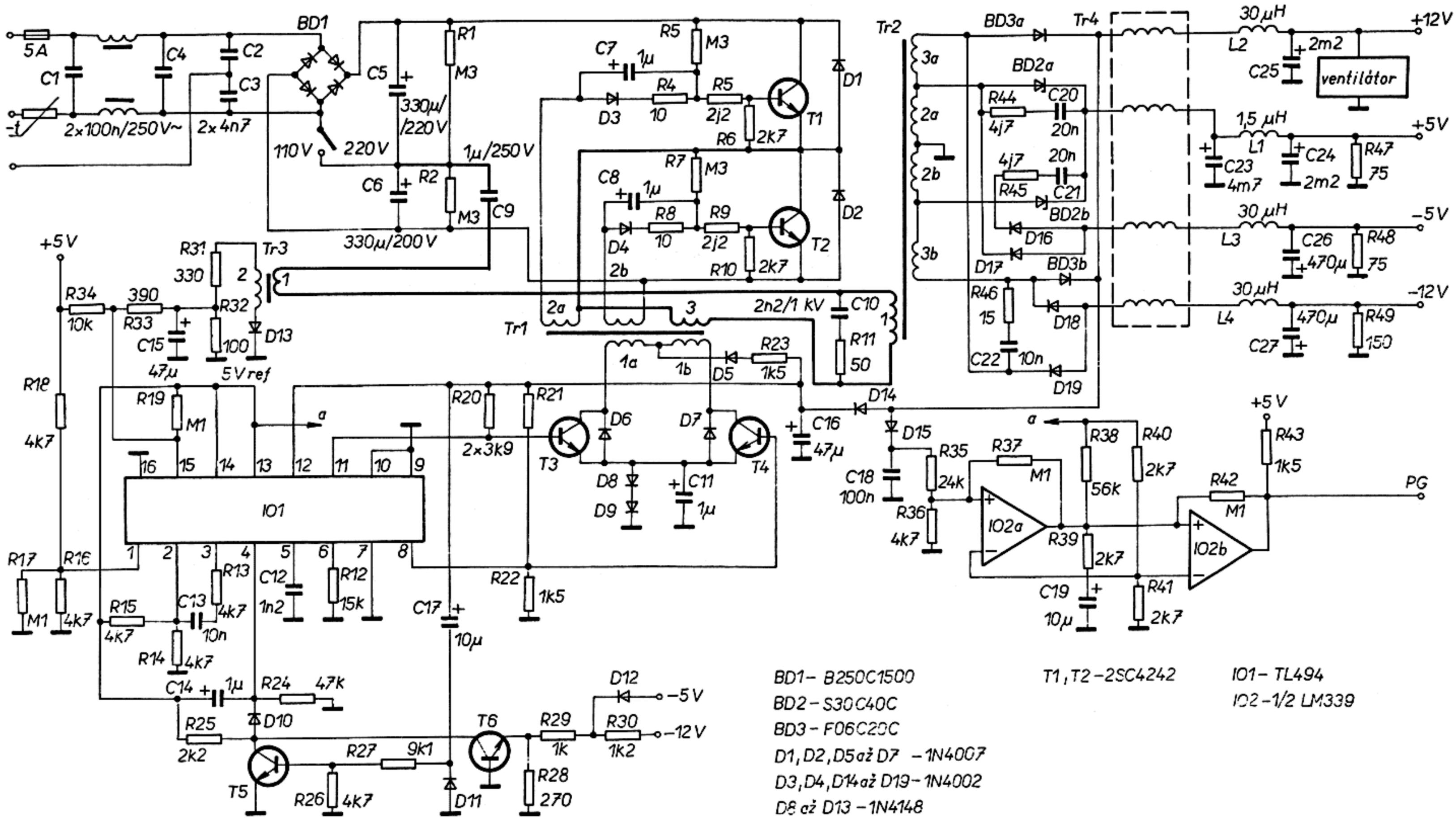
T1-C7805038
 T2-C7805035
 T3-C7805036

(P.S.) P.G.

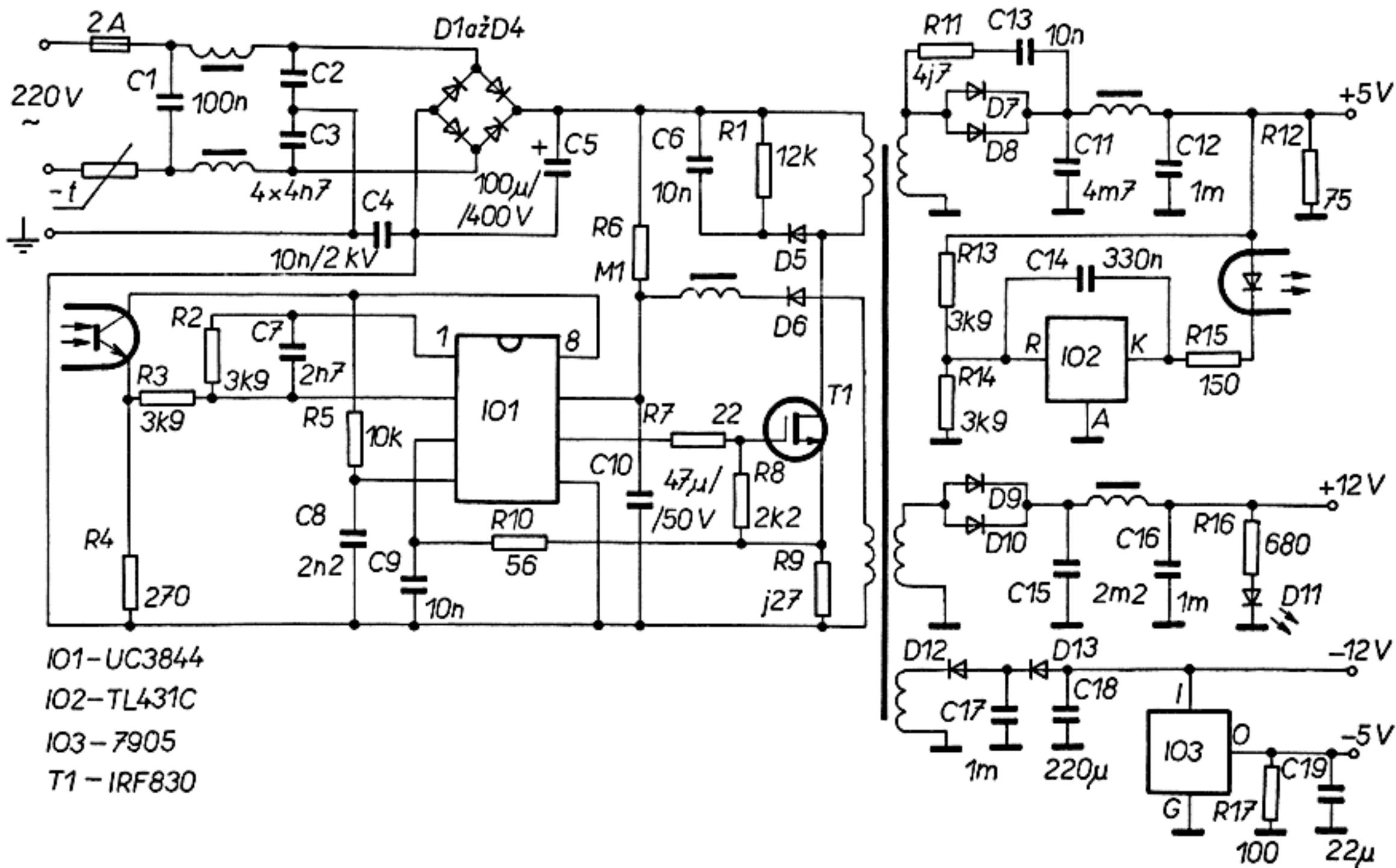
C9,C10 1.0mF x 50v

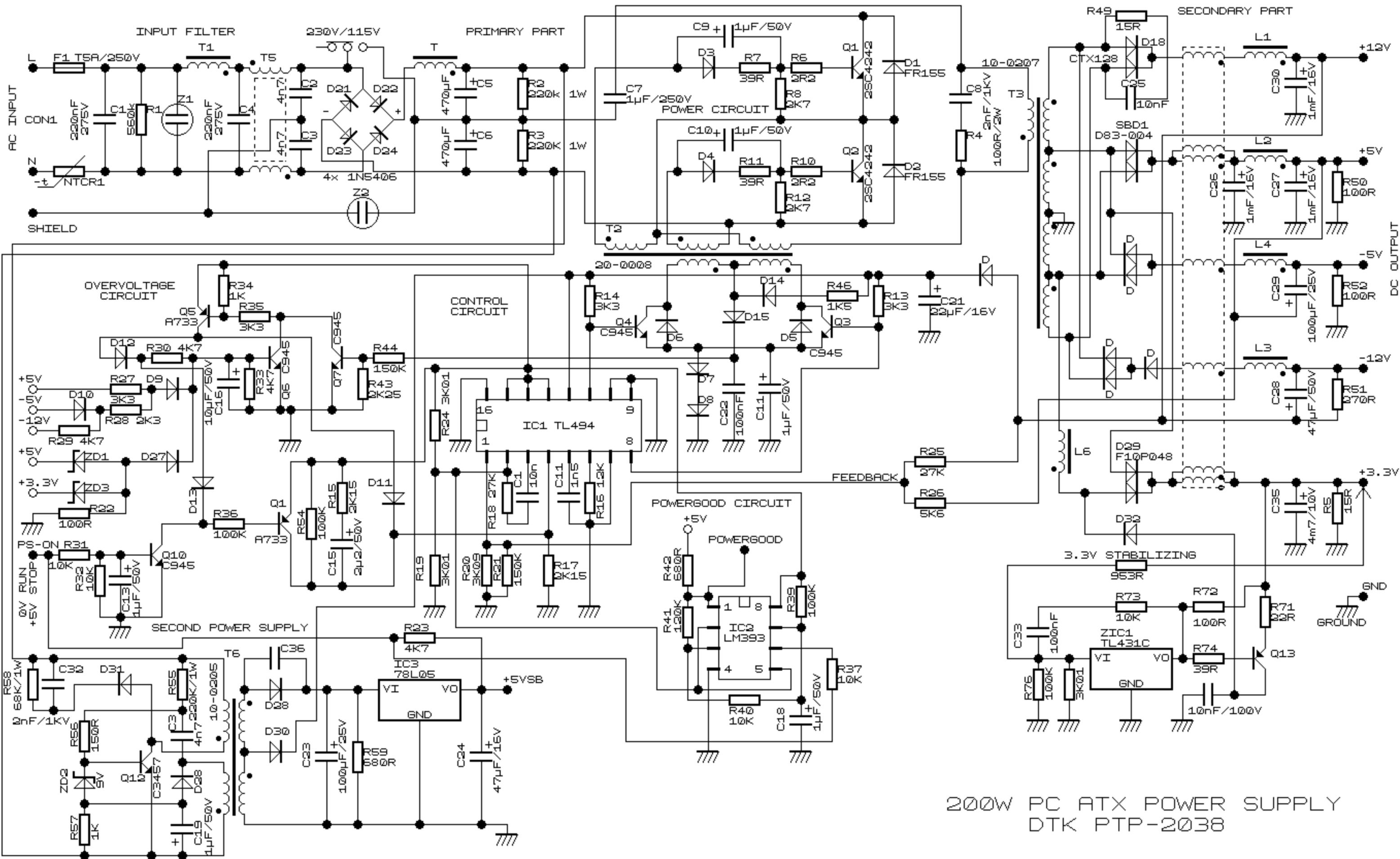
C5,C6 220,0 x 200v



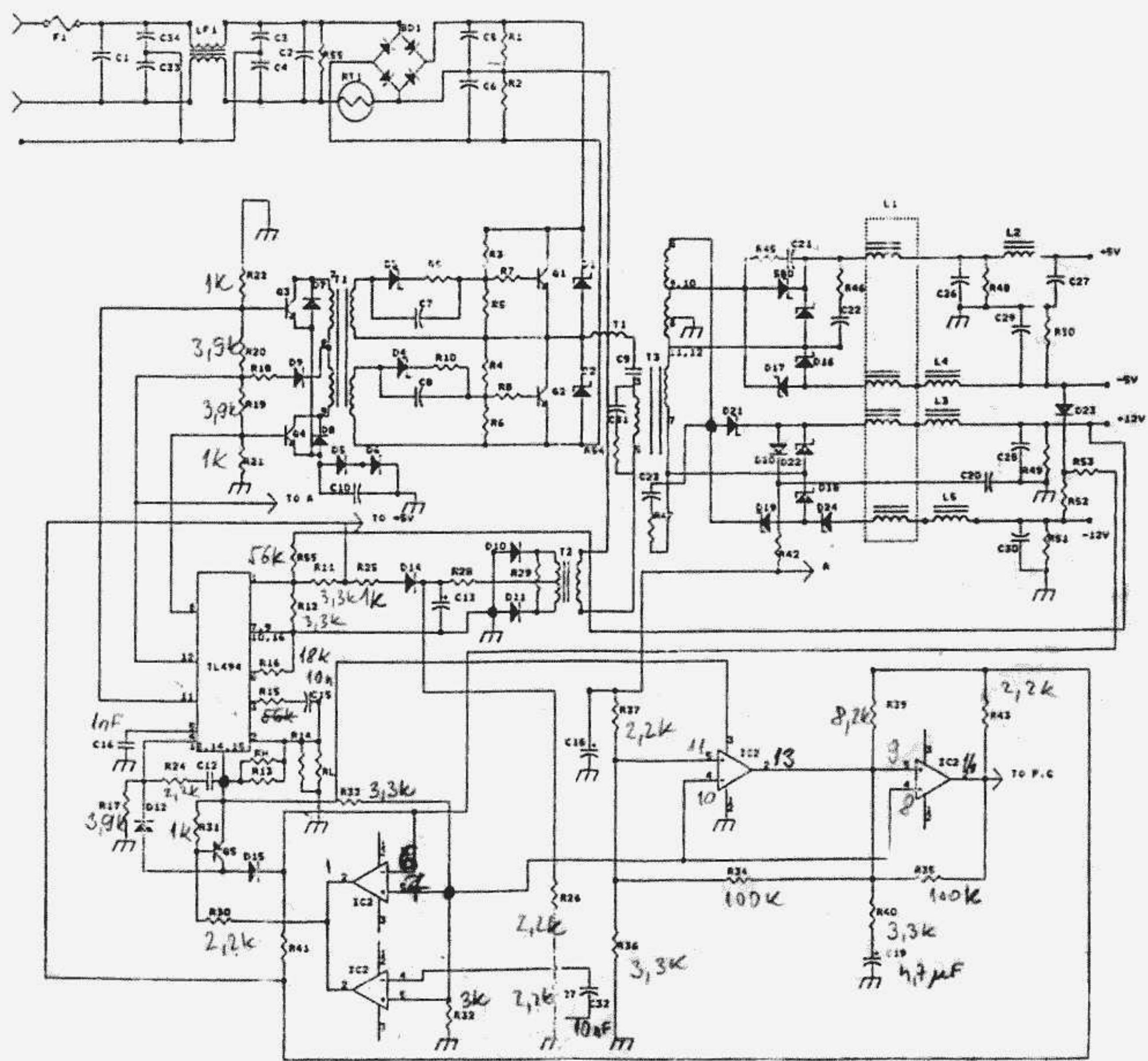


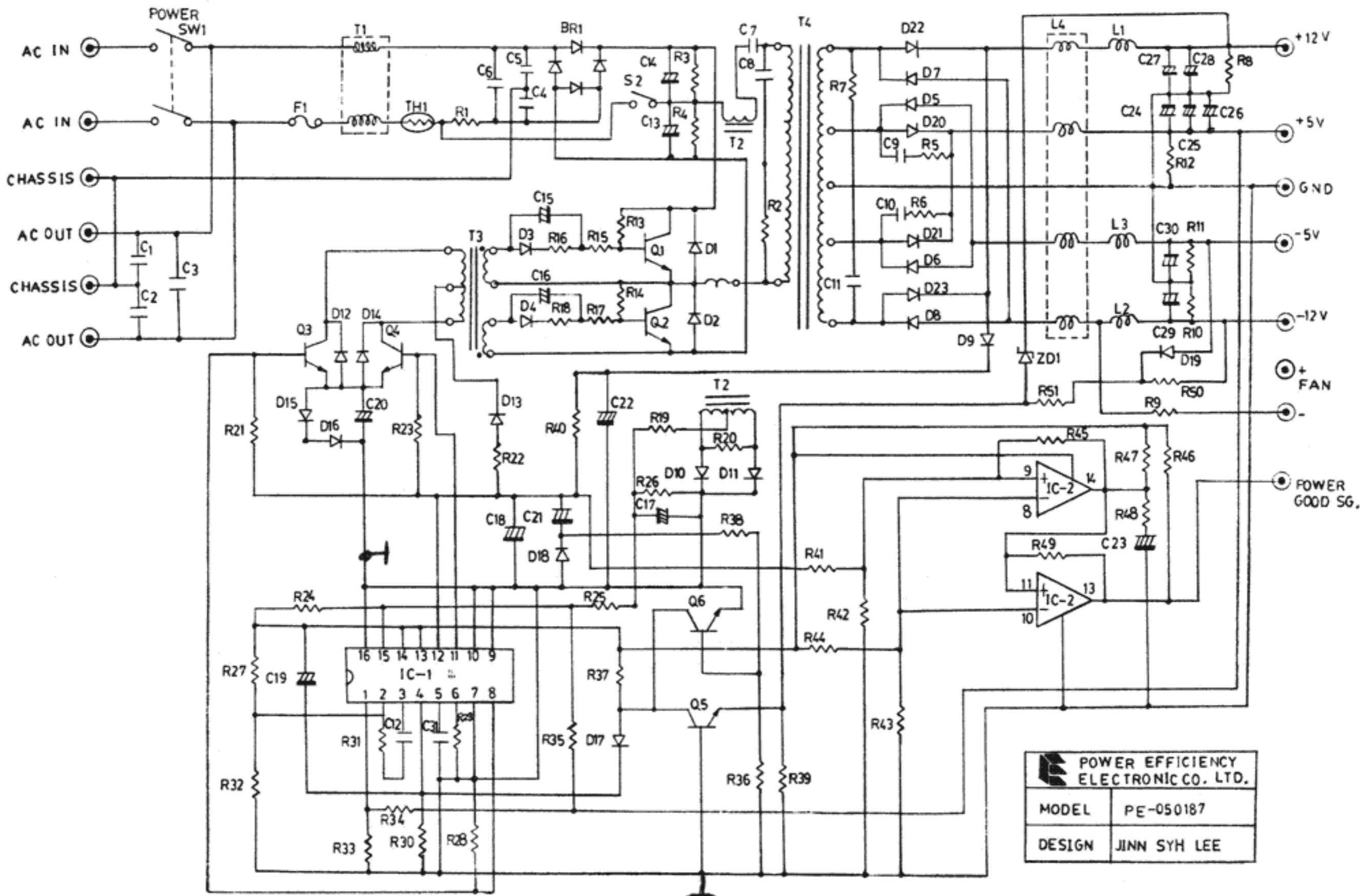
- BD1 - B250C1500
- BD2 - S30C40C
- BD3 - F06C20C
- T1, T2 - 2SC4242
- IO1 - TL494
- IO2 - 1/2 LM339
- D1, D2, D5 až D7 - 1N4007
- D3, D4, D14 až D19 - 1N4002
- D8 až D13 - 1N4148



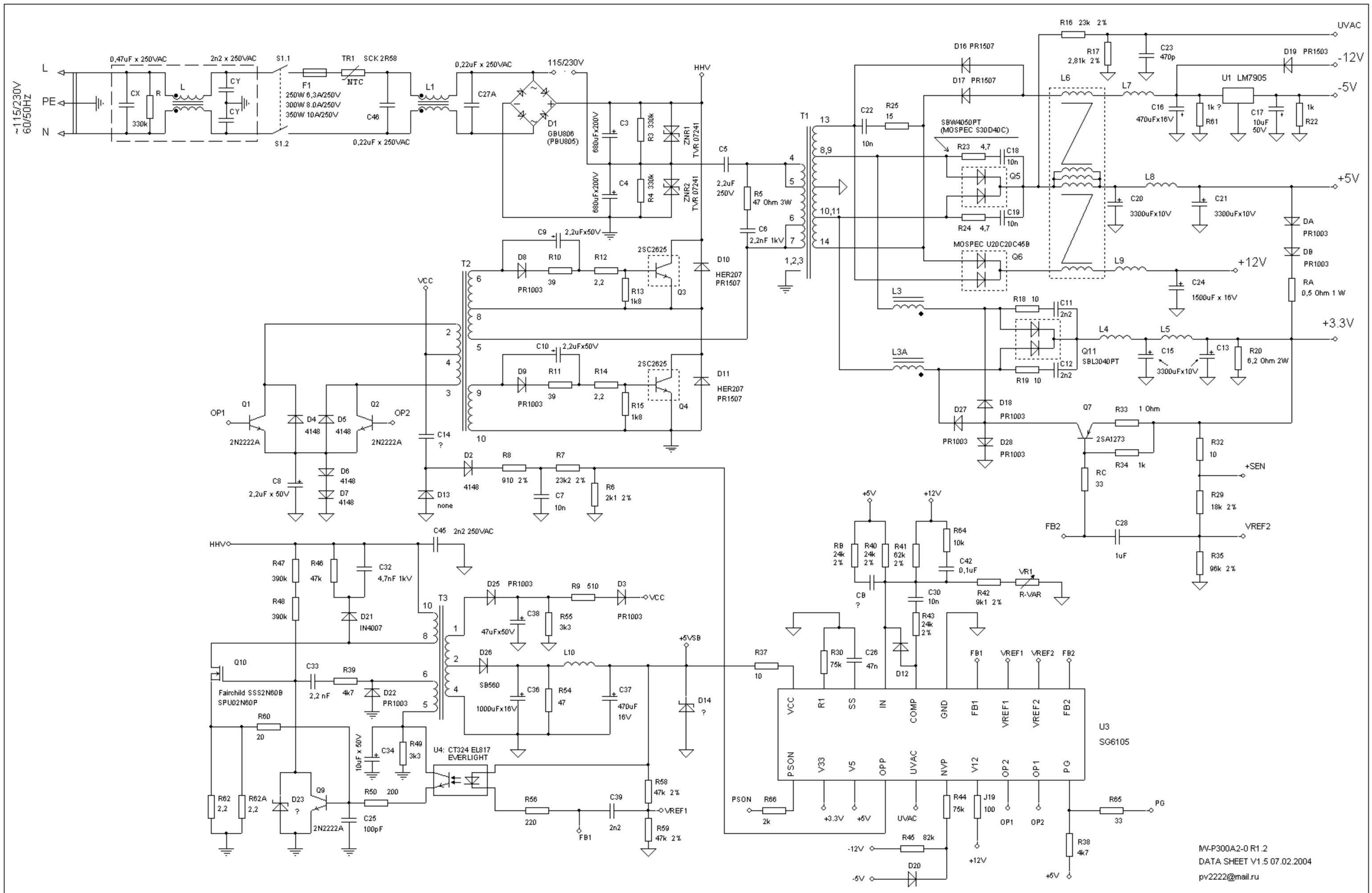


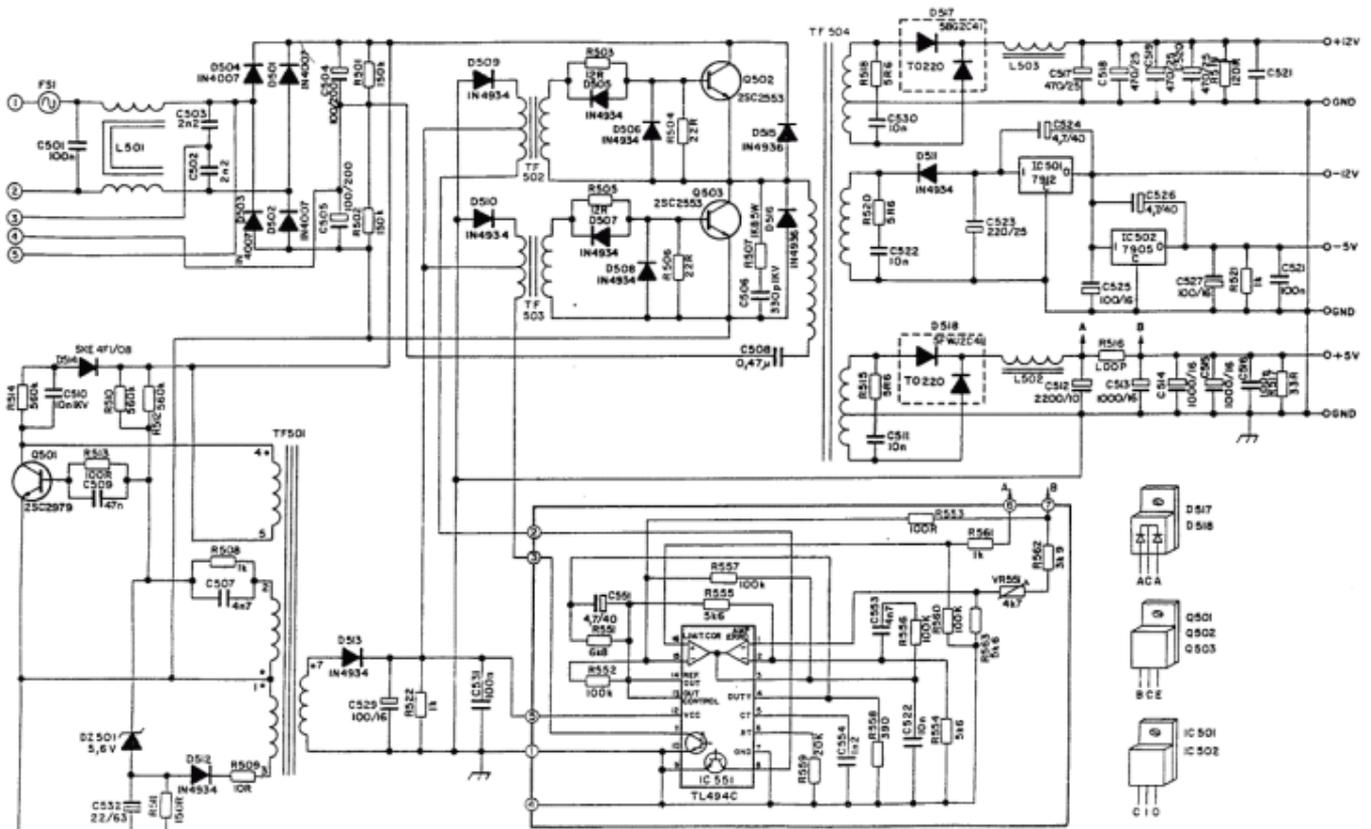
200W PC ATX POWER SUPPLY
DTK PTP-2038






**POWER EFFICIENCY
ELECTRONIC CO. LTD.**
 MODEL PE-050187
 DESIGN JINN SYH LEE

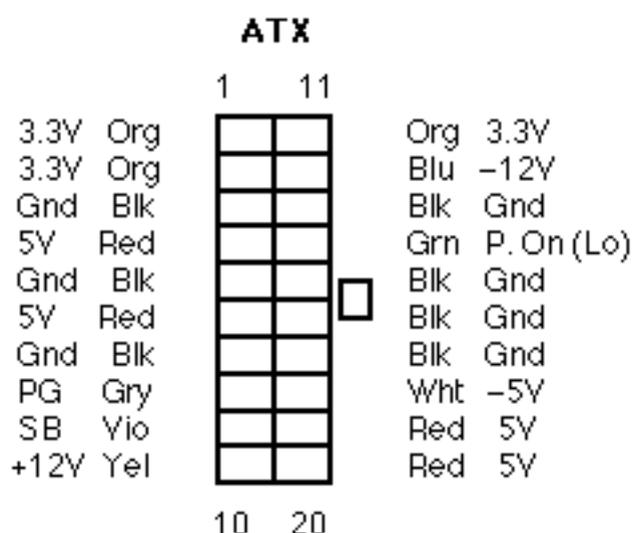




$I_a = 5A$ $V_R = 100V$ $t_{rr} = 200ns$ $V_F = 1,6V$	$I_o = 5A$ $V_R = 50V$ $t_{rr} = 200ns$ $V_F = 0,68V$	$I_C = 3A$ $V_{ce} = 800V$ CHAVEAMENTO
$I_a = 1A$ $V_R = 200V$ $t_{rr} = 200ns$	$I_a = 1A$ $V_R = 400V$ $t_{rr} = 200ns$	$I_C = 3A$ $V_{ce} = 500V$ CHAVEAMENTO

- D517
- D518
- ACA
- Q501
- Q502
- C503
- IC501
- IC502
- C10

Connections from Power Supply (plug with female socket pins) looking into plug end



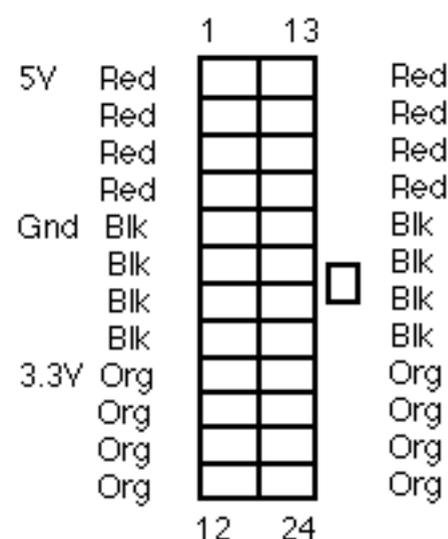
PG = power good -- see text
SB = standby (always on)

8660 / 9600 have a 390W, high-current supply so there are eight each 5V, Gnd & 3.3V pins. Apple's supply is overbuilt by PC standards, with sense lines for the 5V (1 line - Grn) & 3.3V (2 lines - Wht & Brn) supplies. All of the connections on the 10-pin connector are low current -- see text.

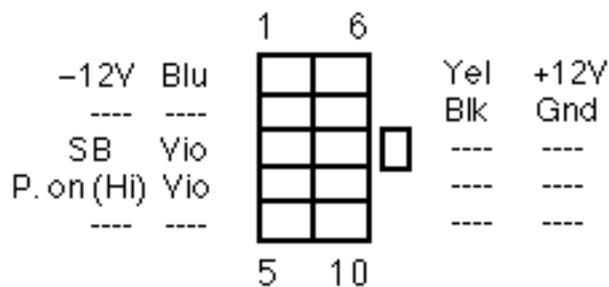
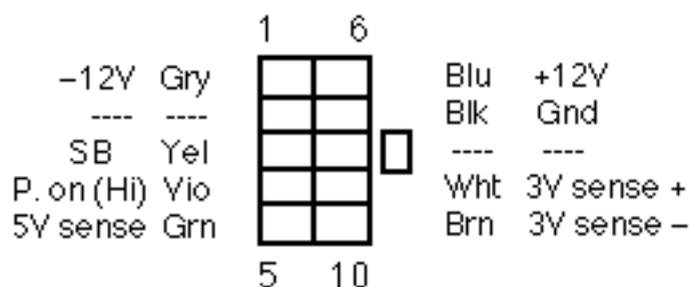
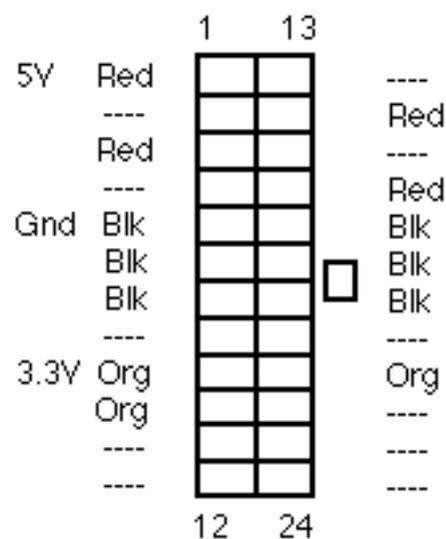
Some older Macs in the 7200 thru 9500 model range that use a second connector for 3.3V seem to have the Brn & Wht sense lines too.

Macs don't use the -5V or Power Good lines present in ATX supplies.

8600 / 9600



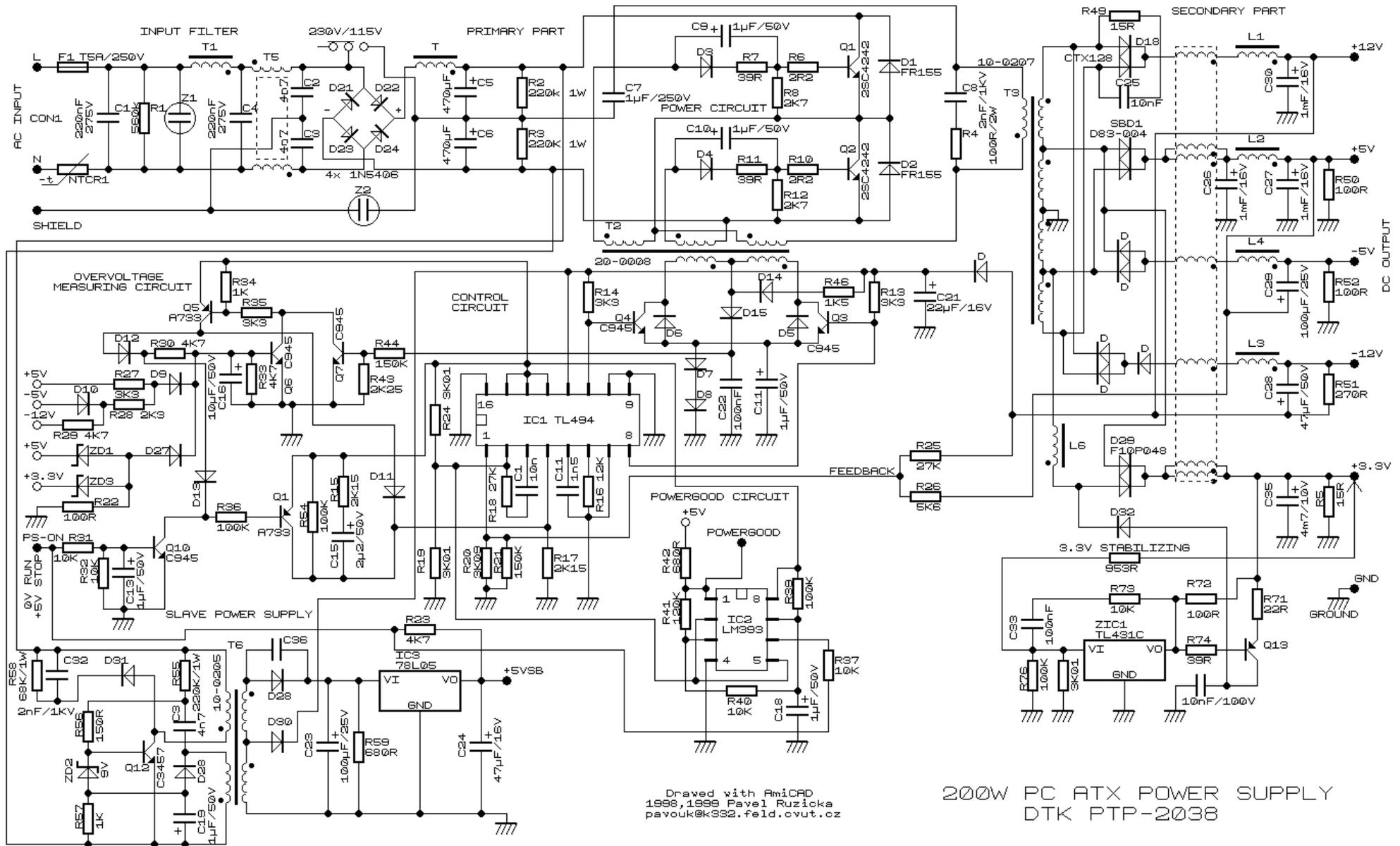
ATX supply pins/wires in 8600 shells



200W ATX PC POWER SUPPLY

200W ATX PC POWER SUPPLY

Zde Vam prinášam schema PC zdroje firmy DTK. Tento zdroj je v ATX provedení o výkonu 200W. Schema jsem nakreslil, když sem zdroj opravoval. Když už jsem měl při opravě namalovanou asi polovinu, tak sem si řekl, že by nebylo špatné dokreslit celé schema. Nyní prinášim i podrobný popis funkce celého zdroje a opravené dvě chyby ve schematu. Chybel tam NTCR1 a spoj mezi obvodem PowerGood a 2. vývodem IC1.



Toto zapojení ATX zdroje využívá obvod TL494. Podobné zapojení používá většina zdrojů s výkonem kolem 200W. Zdroj je zapojen jako dvojitý měnič s regulací výstupního napětí.

Sítové napětí je přes vstupní filtrační obvody (C1, R1, T1, C4, T5) přivedeno na usměrňovač. Při napětí 115V se z něj po prepnutí prepínače 230V/115V stane zdvojnásob. Varistory Z1 a Z2 mají ochrannou funkci proti prepeti na vstupu zdroje. Termistor NTCR1 slouží k omezení proudu při zapnutí zdroje, než se nabijou kondenzátory C5 a C6. R2 a R3 slouží pouze k vybití zbytkového náboje kondenzátoru po vypnutí zdroje. Po připojení zdroje k síťovému napětí se nejprve nabijí kondenzátory C5 a C6 dohromady asi na 300V. Po te se rozbehne pomocný zdroj řízený tranzistorem Q12 a na výstupu se objeví napětí. Za stabilizátorem IC3 je napětí 5V, které je vyvedeno na konektor do motherboardu a trvale napájí obvody potřebné pro zapnutí zdroje. Další nestabilizované napětí je vyvedeno přes diodu D30 a je určeno k napájení řídicího obvodu hlavního zdroje IC1 a pomocných řídicích tranzistorů Q3 a Q4. Při běhu hlavního zdroje je toto napájení realizováno přes diodu z výstupu +12V.

200W ATX PC POWER SUPPLY

V klidu je hlavní zdroj blokován kladným napětím přivedeným na vývod PS-ON přes rezistor R23 z pomocného zdroje. Díky němu je sepnutý tranzistor Q10, který zase spíná Q1, který přivádí na vývod 4 IO1 referenční napětí +5V z vývodu 14 IO1. Tím je zdroj zcela zablokovaný. Tranzistory Q3 a Q4 jsou oba otevřeny a zkratovávají vinutí pomocného transformátoru T2. Díky tomu se nedostane žádné napětí na výkonový stupeň. Napětím na vývodu 4 můžeme řídit maximální síru impulsu na výstupu IO. Napětí 0V znamená největší síru impulsu. Při zvyšování napětí se impuls zkracuje, až zcela zanikne.

Tedy si vysvětlíme funkci zdroje při plném provozu. Zdroj se zapne tak, že někdo např. zmáčkne tlačítko na počítači a logika na motherboardu uzemní vstupní vývod zdroje PS-ON. Tím dojde k rozepnutí tranzistoru Q10 a následně Q1. Začne se nabíjet C15 přes R15 a na vývodu 4 IC1 začne díky R17 klesat napětí až k nule. Tím se dosáhne postupným zvyšováním maximální síry impulsu plynuleho náběhu zdroje.

V bezném provozu je zdroj řízen IC1. Pokud jsou Q1 a Q2 rozepnutí, jsou Q3 a Q4 sepnuty. Pokud se má sepnout jeden z výkonových tranzistorů (Q1, Q2), rozepne se příslušný buďící tranzistor (Q3, Q4). Proud procházející přes R46 a D14 jen jedním vinutím T2 vybudí napětí na bázi výkonového tranzistoru a pomocí kladné zpětné vazby ho uvede rychle do saturace. Po skončení impulsu se opět sepnou oba dva buďící tranzistory, kladná zpětná vazba zanikne a překmitem na buďícím transformátoru se výkonový tranzistor rychle rozepne. Po te se celý proces opakuje, ovšem s druhým tranzistorem. Tranzistory Q1 a Q2 střídavě připojují jeden konec primárního vinutí na kladné, nebo záporné napětí proti středu. Výkonová větev probíhá od emitoru Q1 (kolektoru Q2) přes pomocné (třetí) vinutí buďícího transformátoru T2, dále přes primární vinutí hlavního transformátoru T3 a kondenzátor C7 až na umělý střed napájecího napětí.

Stabilizace výstupních napětí se provádí tak, že se pomocí R25 a R26 se měří výstupy +5V a +12V. Velikost ostatních výstupních napětí je dána poměrem závitů na sekundární straně T3 a polaritou usměrňovacích diod. Na výstupu zdroje je nutná tlumivka, aby se potlačila vysokofrekvenční složka a napětí bylo dobře vyhlazeno. Toto napětí je úměrné velikosti napětí před tlumivkou a poměru síry impulsu k délce periody. Na výstupu za usměrňovacími diodami je společná tlumivka pro všechny napětí zdroje. Pokud se dodrží počet závitů a směr vinutí odpovídající výstupním napětím, získáme tak další transformátor, který je schopen kompenzovat nerovnoměrné zatížení jednotlivých napětí. V praxi jsou odchylky výstupních napětí asi do 10% od své jmenovité hodnoty.

Z vnitřního zdroje referenčního napětí (vývod 14 IC1) je přes dělič R24/R19 napětí přivedeno na invertující vstup (vývod 2) zesilovací odchylky. Na neinvertující vstup (vývod 1) je přivedeno napětí přes dělič R25, R26/R20, R21 z výstupu zdroje. Zpětná vazba C1, R18 zajišťuje stabilitu regulátoru. Napětí na výstupu zesilovací odchylky je porovnáváno s napětím pilovitého průběhu snímaného z kondenzátoru C11 vnitřního oscilátoru. Změní-li se např. výstupní napětí, změní se také napětí na výstupu zesilovací odchylky. Buďící impuls je delší, výkonové tranzistory Q1, Q2 jsou déle otevřeny, síra impulsu před výstupní tlumivkou se prodlouží a výstupní napětí se dorovná. Druhý zesilovač odchylky je zablokovaný přivedeným předpětím na vývod 15 IC1.

Většina základních desek počítače vyžaduje signál "PowerGood", který říká, že všechna napětí jsou v pořádku a na jeho základě provedou RESET logických obvodů hlavní desky. Tento signál přejde z 0 na +5V (log.0 na log.1) až po správném náběhu zdroje.

Povšimněme si ještě obvod připojený na výstupu napětí +3.3V. Provádí se v něm dodatečná stabilizace výstupního napětí. Je to proto, že napětí je už dost nízké a při větším zatížení by díky úbytku na kabelech kleslo pod rozumnou mez. Je tam proto pomocný drát, který vede samostatně až od konektoru do základní desky a snímá výstupní napětí. Dale je přes rezistor připojen na vstup proudového stabilizátoru ZIC1, který spíná Q13. Pokud např. stoupne na výstupu napětí díky malé zátěži, začne se více otevírat tranzistor Q13 a pomocí zapomých impulsů přivedených přes D32 sníží výstupní napětí na rozumnou mez.

Jestli se podíváme na obvod, který se skládá z Q5, Q6 a spousty diskretních součástek. Tento obvod hlídá všechna výstupní napětí a při překročení určité hranice zdroj vypne. Pokud např. omylem zkratují -5V s +5V, přivede se kladné napětí přes D10, R28, D9 na bázi tranzistoru Q6. Ten svým sepnutím způsobí otevření tranzistoru Q5 a přivedením kladného napětí +5V z vývodu 14 IC1 přes diodu D11 na vývod 4 IC1 a tím zablokování chodu celého zdroje. Mimo jiné se napětí přivádí opět na bázi Q6, takže zdroj zůstane zablokovaný i po odstranění zkratu. Pomůže až vypnutí zdroje. Tranzistor Q7 zřejmě slouží k zablokování zdroje při zkratu na výstupu a následněm požadavku na příliš dlouhý impuls. Zdroj se opět zablokuje až do jeho vypnutí ze site.

Zapojení napájecího konektoru ATX zdroje:

ATX Power Connector

PIN	SIGNAL	PIN	SIGNAL
1	3.3V	11	3.3V
2	3.3V	12	-12V
3	GND	13	GND
4	5V	14	PS_ON
5	GND	15	GND
6	5V	16	GND
7	GND	17	GND
8	PW_OK	18	-5V
9	5V_SB	19	5V
10	12V	20	5V

ШИМ-контроллеры малой мощности TinySwitch от Power Integrations

Что такое TinySwitch? Почему в последнее время об этих микрочипах идет столько разговоров? Послушаем мнение на этот счет знающих людей. Говард Эрхард, президент и исполнительный директор Power Integrations: «Мы предлагаем решение проблемы энергетических утечек, проблемы, которая до сих пор не осознана большинством потребителей, хотя обходится им в миллиарды долларов». Хенно Шоттен, директор по исследованиям и развитию германской компании AKO-WERKE GmbH: «Экономия энергии, простота конструкции и низкая стоимость делают TinySwitch незаменимыми для устройств управления бытовой техникой».

Итак, TinySwitch — Крошка Ключ. Просьба не путать с реактивным снарядом Tiny Tim. Почему — Крошка (Tiny)? Потому что на одном кристалле в корпусе DIP размером всего 9,4x6,22x3,18 мм размещены мощный 700 В полевой МОП — транзистор MOSFET и весьма сложная схема управления и защиты (контроллер), о которой поговорим ниже.

Почему — Ключ (Switch)? Потому что при преобразовании постоянного напряжения в постоянное (DC-DC) основной операцией является широтно-импульсная модуляция (ШИМ) входного напряжения, осуществляемая с помощью ключевых приборов или ключей, в данном случае — с помощью MOSFET.

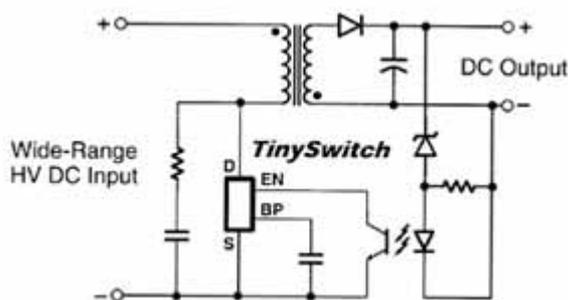


Рис. 1. Понижающий DC-DC преобразователь

Действие TinySwitch продемонстрируем на примере самого простого понижающего DC-DC преобразователя (рис. 1). На входную обмотку трансформатора поступает высокое постоянное напряжение. Но трансформатор преобразует (повышает или понижает) только переменное напряжение. Следовательно, входное напряжение необходимо сделать переменным, прерывистым, импульсным. Для этого надо начало первичной обмотки периодически замыкать на «+» входного источника или, что то же самое, замыкать конец первичной обмотки на «-». Отметим, что в цепь первичной обмотки последовательно включены резистор и конденсатор, и поэтому в исходном состоянии конец первичной обмотки от «-» источника изолирован. Подсоединим к первичной обмотке трансформатора, как показано на схеме, TinySwitch. Вывод D (Drain — Сток) ключевого транзистора соединяется с концом первичной обмотки, вывод S (Source — Исток) соединяется с «-» источника. Если ключ заработал, на вторичной обмотке трансформатора появится импульсное напряжение. Ну а дальше все просто. Выходное напряжение выпрямляется и фильтруется. Его величина контролируется оптопарой и стабилитроном. Если входное постоянное напряжение снизилось (источник частично разрядился), ключ будет дольше находиться в замкнутом состоянии. Чем больше длительность импульсов, тем выше выпрямленное (среднее) напряжение. Следовательно, при разряженном входном источнике напряжение на выходе не изменится. Сигнал обратной связи с выхода оптрона попадает на вывод EN (Enable — Разрешение). По этому сигналу MOSFET открывается. К выводу BP (Bypass — Шунт) в качестве источника энергии TinySwitch подсоединяется конденсатор емкостью порядка 0,1 мкФ. Рассмотрим теперь функциональную схему TinySwitch (рис. 2).

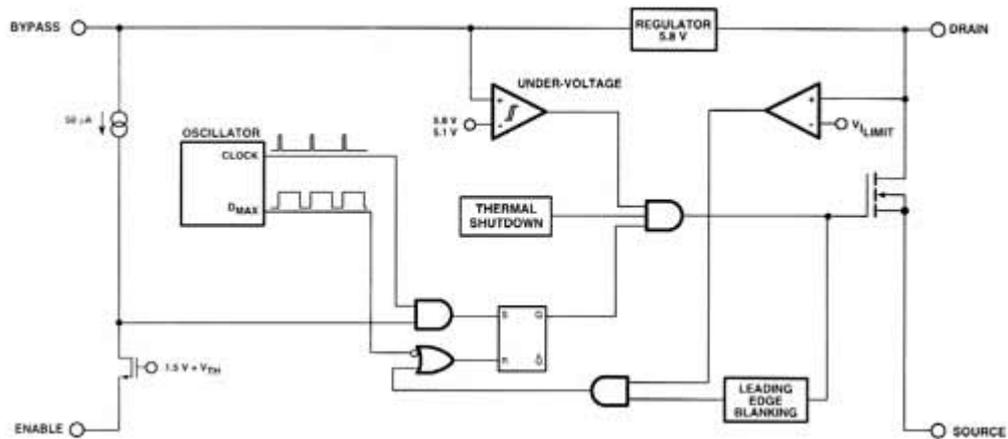


Рис. 2. Функциональная схема TinySwitch

Контроллер TinySwitch содержит тактовый генератор (Oscillator), разрешающую (Enable) сенсорно-логическую цепь, регулятор 5,8 В, цепь контроля снижения напряжения (Under-voltage), схему защиты от перегрева (Thermal Shutdown), цепь контроля тока и схему бланкирования переднего фронта (Leading Edge Blanking). Взаимодействуя, перечисленные цепи управляют мощным ключевым транзистором MOSFET по принципу «Открыт — закрыт». Высокое пробивное напряжение 700 В и максимальные токи обеспечиваются применением технологии VIP (Vertical Pover), при которой сток полевого транзистора размещается не на поверхности, а в основании кристалла, вертикально относительно истока.

Тактовый генератор вырабатывает сигналы двух видов — короткие синхрои импульсы CLOCK, совпадающие по времени с началом каждого рабочего цикла контроллера, и широкие импульсы Dmax, длительность которых равна 67 % длительности рабочего цикла. Частота следования тех и других — 44 кГц (130 кГц для TNY 255). Если цикл пропущен (см. эпюры ниже), частота генератора удваивается. Исключением является TNY 225, у которого частота остается 130 кГц. Это повышение частоты следования импульсов необходимо для увеличения сигнала в цепи обратной связи.

Сенсорно-логическая цепь состоит из трех схем «И», RS-триггера и схемы «ИЛИ». В цепи используется положительная логика, то есть логической единице соответствует высокий потенциал, нулю — низкий.

Схема И2, выход которой соединен с затвором MOSFET, управляет его состоянием: если на выходе И2 высокий потенциал — MOSFET открыт, если низкий — закрыт. Схема И2 трехходовая. Чтобы на выходе сформировалась «1», на все три входа должны одновременно подаваться высокие потенциалы. «1» на первом входе И2 означает наличие сигнала «Разрешение (Enable), на втором — нормальный температурный режим, на третьем — отсутствие снижения напряжения. Сенсорами температуры и уровня напряжения соответственно являются цепь Thermal Shutdown и Under-Voltage (операционный усилитель ОУ1). Нарушение нормального режима работы приводит к отключению MOSFET.

Схема И1, И3 и ИЛИ осуществляют тактирование управляющего RS — триггера, производят опрос вывода EN на наличие сигнала ENABLE, вырабатывают сигнал запрета при чрезмерном увеличении тока через MOSFET и бланкируют передний фронт импульса разрешения. Первый вход схемы И1 соединен с выводом EN, на второй вход поступают синхрои импульсы.

Первый вход И1 соединен с выводом EN, на второй вход поступают синхрои импульсы Clock. При наличии сигнала ENABLE на выходе И1 устанавливается «1» и переводит RS — триггер в состояние «1» (цикл разрешен). В противном случае RS — триггер останется в состоянии «0», сигнал ENABLE выработан не будет, MOSFET не откроется (цикл запрещен). Так как выборка производится только в начале каждого цикла, любые последующие изменения на выводе EN в течение цикла игнорируются. Любой цикл завершается установкой RS — триггера в «0». Для этого используется инвертированный задний фронт импульса Dmax, поступающий на RS — триггер с выхода схемы ИЛИ.

Регулятор 5,8 В заряжает конденсатор, подсоединенный к выводу BY до 5,8 В. Зарядный ток создается напряжением на выводе D, когда MOSFET закрыт. Когда MOSFET открыт, TinySwitch питается энергией, занесенной в BYPASS — емкости. Исключительно низкое потребление энергии позволяет TinySwitch действовать непрерывно.

Цепь Under-voltage (операционный усилитель ОУ1) закрывает MOSFET, если напряжение на выводе BY падает ниже 5,1 В. Если это произошло, напряжение должно возрасти до прежнего значения 5,8 В, после чего MOSFET снова откроется.

Цель тепловой защиты настроена на критическую температуру +135°C и предельно допустимую температуру +70°C. Когда температура поднимается выше пороговой (135°C), MOSFET запирается и остается в закрытом состоянии до тех пор, пока температура не упадет до 70°C. С этого момента MOSFET переходит в разрешенный режим.

Ограничитель тока (операционный усилитель OY2) контролирует ток ключевого транзистора MOSFET. Когда этот ток превысит пороговое значение I_{LIMIT} , MOSFET закрывается до конца данного цикла.

Схема блокирования переднего фронта в момент открывания MOSFET на короткое время t_{LEB} отключает компаратор ограничителя тока. Величина t_{LEB} выбирается такой, чтобы выбросы тока не проводили к преждевременному закрытию MOSFET.

Максимальное время, в течение которого MOSFET может быть открыт, определяется длительностью импульсов D_{MAX} . Так как пороговое значение тока и частота осцилляций в TinySwitch постоянны, то выходная мощность пропорциональна индуктивности первичной обмотки трансформатора и практически не зависит от входного напряжения. Чтобы обеспечить требуемую мощность при наиболее низком входном напряжении, ток через индуктивность должен линейно увеличиваться в течение всего интервала D_{MAX} .

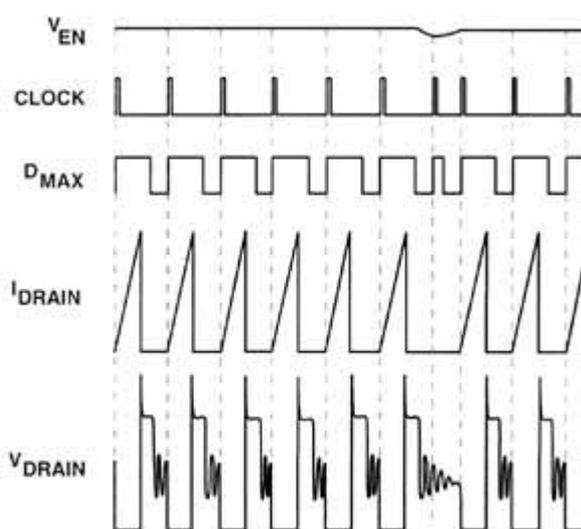


Рис. 3. Эпюры напряжений и тока

Внутренний таймер TinySwitch работает постоянно. В начале каждого цикла проводится опрос вывода E_n . Если напряжение на выводе E_n высокое ($I < 40 \mu A$), коммутация происходит. Если напряжение на E_n низкое ($I > 50 \mu A$), переключение не производится, а на вывод E_n снова поступает запрос. При полной нагрузке преобразователя контроллер TinySwitch выполняет большинство циклов (рис. 3). При малой нагрузке или холостом ходе почти все циклы будут пропущены (рис.4). Только несколько циклов будет проведено, чтобы компенсировать затраты энергии питания.

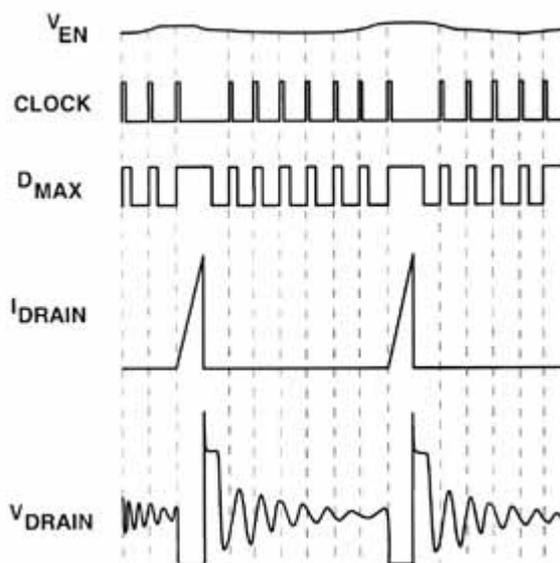


Рис. 4. Эпюры напряжений при полной нагрузке и тока при малой нагрузке

Вывод EN выполняет важную функцию при стабилизации выходного напряжения. Во многих типовых приложениях сигнал на вывод EN поступает от оптрона (см. рис. 1). Коллектор транзистора оптрона соединен с выводом EN, а его эмиттер — с выводом S. Светоизлучающий диод и последовательно соединенный с ним стабилитрон включены в состав DC-преобразователя для осуществления регулирования. Когда выходное напряжение превысит эталонный уровень (падение напряжения на светодиоде плюс зенеровское напряжение стабилитрона), светодиод загорится, транзистор начинает проводить, напряжение на выводе EN упадет, MOSFET закроется. Если же выходное напряжение будет меньше эталонного, возникнет сигнал ENABLE в виде высокого потенциала, который откроет MOSFET.

Таковы в общих чертах принцип действия и особенности построения TinySwitch. Основные технические параметры этого семейства приведены в табл. 1. Конфигурация выводов показана на рис. 5.

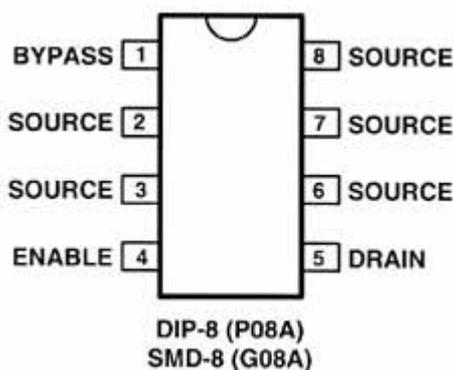


Рис. 5. Конфигурация выводов

Таблица 1

Прибор	Выходная мощность, Вт ~115/230 ~85...с удвоен. 265 В		Управление	Опорное напряжение, В	Рабочая частота, кГц	Температурный диапазон, °С	Корпус
TNY253 P/G	5	2,5	По току	5,8	40...48	-40...+135	DIP-8 SO-8
TNY254 P/G	8	5	По току	5,8	40...48	-40...+135	DIP-8 SO-8
TNY255 P/G	10	7,5	По току	5,8	115...144	-40...+135	DIP-8 SO-8

Особенно хорошо TinySwitch подходит для приложений, где требуются стабильные напряжение и ток. В качестве примера приведем принципиальную схему зарядного устройства сотового телефона ($U=5,2$ В, $P=3,6$ Вт), показанную на рис. 6. В устройстве использована микросхема TNY254. На вход через плавкий предохранитель RF1 подается переменное сетевое напряжение 85...265 В. После выпрямления (D1-D4) и фильтрации (C1,C2) высокое постоянное напряжение через первичную обмотку трансформатора T1 поступает на вывод D TNY254P. Индуктивность L1 совместно с C1 и C2 образуют П-образный фильтр электромагнитных помех. Резистор R1 выполняет роль демпфера. Разделительный конденсатор C8 устраняет гальваническую связь «Вход-Выход». П-образный фильтр, C8 и низкая тактовая частота TNY254 (44 кГц) обеспечивают выполнение требований по ЭМС. Диод D6, емкость C4 и резистор R2 образуют ограничитель, который уменьшает до безопасной величины выбросы напряжения, возникающие на выводе D при закрывании MOSFET.

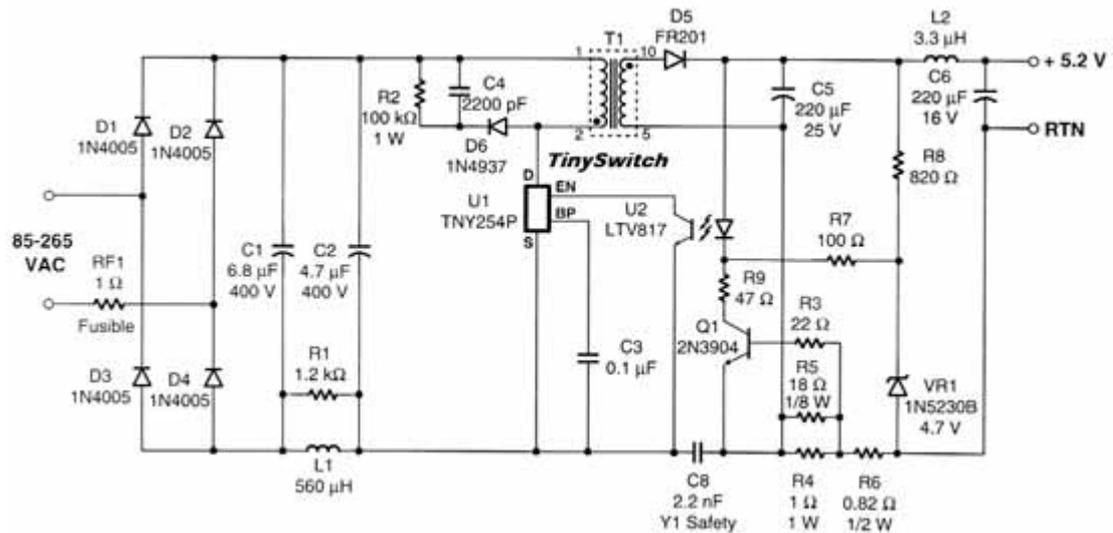


Рис. 6. Принципиальная схема зарядного устройства сотового телефона

Напряжение со вторичной обмотки T1 выпрямляется диодом D5, фильтруется емкостью C5 и дополнительным фильтром L2, C6. Выходное напряжение стабилизируется на уровне 5,2 В. В качестве эталона используется падение напряжения на светодиоде оптопары U2 (~ 1 В) плюс зеновское напряжение стабилитрона VR1.

Резистор R8 ограничивает ток через VR1. Контроль тока в выходной цепи обеспечивает транзистор Q1. В случае короткого замыкания падение напряжения на резисторах R4 и R6 (~ 1,5 В) переводит транзистор Q1 и светодиод в активное состояние. Резисторы R7 и R9 ограничивают начальный бросок тока, возникающий при коротком замыкании.

На этом первое знакомство с TinySwitch будем считать состоявшимся. В качестве итога перечислим основные достоинства этих микросхем. К их числу относятся надежность, низкая себестоимость, минимальное количество компонентов, простое управление «открыт-закрыт», чрезвычайно высокий КПД.

При входном переменном напряжении 115...230 В потребляемая мощность в режиме Standby составляет 30...60 мВт. TinySwitch идеально подходит для зарядных устройств сотовых телефонов, силового Standby-оборудования персональных компьютеров, телевизоров, видеомагнитофонов, измерительных приборов, медицинского оборудования и многого другого.

LM431

Adjustable Precision Zener Shunt Regulator

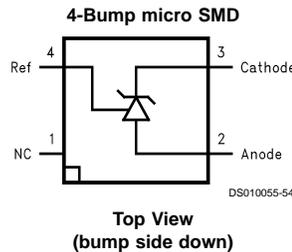
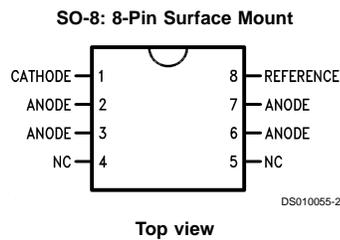
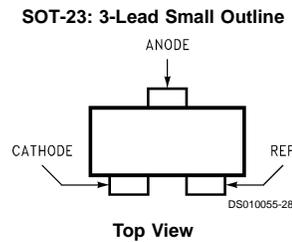
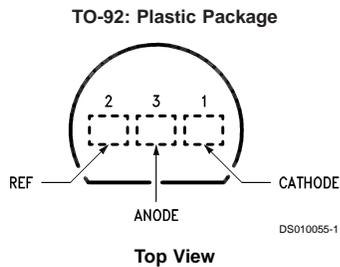
General Description

The LM431 is a 3-terminal adjustable shunt regulator with guaranteed temperature stability over the entire temperature range of operation. It is now available in a chip sized package (4-Bump micro SMD) using National's micro SMD package technology. The output voltage may be set at any level greater than 2.5V (V_{REF}) up to 36V merely by selecting two external resistors that act as a voltage divided network. Due to the sharp turn-on characteristics this device is an excellent replacement for many zener diode applications.

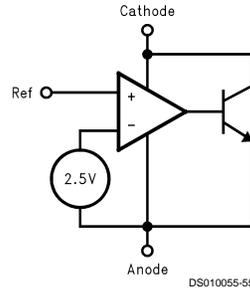
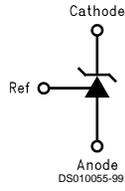
Features

- Average temperature coefficient 50 ppm/°C
- Temperature compensated for operation over the full temperature range
- Programmable output voltage
- Fast turn-on response
- Low output noise
- LM431 in micro SMD package

Connection Diagrams



Symbol and Functional Diagrams



DC Test Circuits

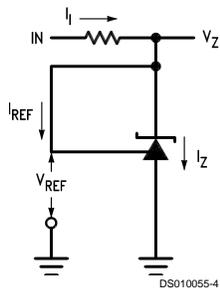
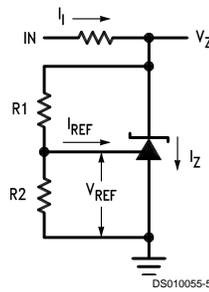


FIGURE 1. Test Circuit for $V_Z = V_{REF}$



Note: $V_Z = V_{REF} (1 + R1/R2) + I_{REF} \cdot R1$

FIGURE 2. Test Circuit for $V_Z > V_{REF}$

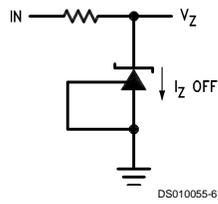


FIGURE 3. Test Circuit for Off-State Current

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	
Industrial (LM431xI)	-40°C to +85°C
Commercial (LM431xC)	0°C to +70°C
Soldering Information	
Infrared or Convection (20 sec.)	235°C
Wave Soldering (10 sec.)	260°C (lead temp.)
Cathode Voltage	37V
Continuous Cathode Current	-10 mA to +150 mA

Reference Voltage	-0.5V
Reference Input Current	10 mA
Internal Power Dissipation (Notes 3, 4)	
TO-92 Package	0.78W
SO-8 Package	0.81W
SOT-23 Package	0.28W
micro SMD Package	0.30W

Operating Conditions

	Min	Max
Cathode Voltage	V_{REF}	37V
Cathode Current	1.0 mA	100 mA

LM431 Electrical Characteristics

$T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_{REF}	Reference Voltage	$V_Z = V_{REF}$, $I_I = 10\text{ mA}$ LM431A (Figure 1)	2.440	2.495	2.550	V
		$V_Z = V_{REF}$, $I_I = 10\text{ mA}$ LM431B (Figure 1)	2.470	2.495	2.520	V
		$V_Z = V_{REF}$, $I_I = 10\text{ mA}$ LM431C (Figure 1)	2.485	2.500	2.510	V
V_{DEV}	Deviation of Reference Input Voltage Over Temperature (Note 5)	$V_Z = V_{REF}$, $I_I = 10\text{ mA}$, $T_A = \text{Full Range}$ (Figure 1)		8.0	17	mV
$\frac{\Delta V_{REF}}{\Delta V_Z}$	Ratio of the Change in Reference Voltage to the Change in Cathode Voltage	$I_Z = 10\text{ mA}$, V_Z from V_{REF} to 10V (Figure 2)		-1.4	-2.7	mV/V
		V_Z from 10V to 36V		-1.0	-2.0	
I_{REF}	Reference Input Current	$R_1 = 10\text{ k}\Omega$, $R_2 = \infty$, $I_I = 10\text{ mA}$ (Figure 2)		2.0	4.0	μA
αI_{REF}	Deviation of Reference Input Current over Temperature	$R_1 = 10\text{ k}\Omega$, $R_2 = \infty$, $I_I = 10\text{ mA}$, $T_A = \text{Full Range}$ (Figure 2)		0.4	1.2	μA
$I_{Z(MIN)}$	Minimum Cathode Current for Regulation	$V_Z = V_{REF}$ (Figure 1)		0.4	1.0	mA
$I_{Z(OFF)}$	Off-State Current	$V_Z = 36\text{V}$, $V_{REF} = 0\text{V}$ (Figure 3)		0.3	1.0	μA
f_Z	Dynamic Output Impedance (Note 6)	$V_Z = V_{REF}$, LM431A, Frequency = 0 Hz (Figure 1)			0.75	Ω
		$V_Z = V_{REF}$, LM431B, LM431C, Frequency = 0 Hz (Figure 1)			0.50	Ω

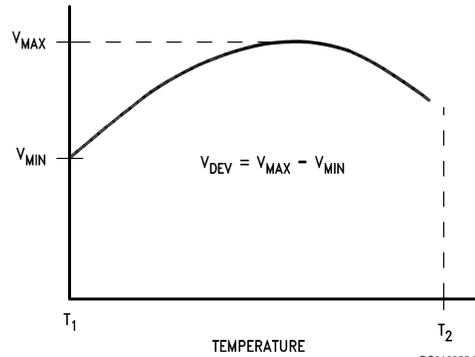
Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Electrical specifications do not apply when operating the device beyond its rated operating conditions.

Note 3: $T_{J\text{ Max}} = 150^\circ\text{C}$.

Note 4: Ratings apply to ambient temperature at 25°C. Above this temperature, derate the TO-92 at 6.2 mW/°C, the SO-8 at 6.5 mW/°C, the SOT-23 at 2.2 mW/°C and the micro SMD at 3mW/°C.

Note 5: Deviation of reference input voltage, V_{DEV} , is defined as the maximum variation of the reference input voltage over the full temperature range.

LM431 Electrical Characteristics (Continued)



The average temperature coefficient of the reference input voltage, ∞V_{REF} , is defined as:

$$\infty V_{REF} \frac{\text{ppm}}{^{\circ}\text{C}} = \frac{\pm \left[\frac{V_{\text{Max}} - V_{\text{Min}}}{V_{\text{REF}}(\text{at } 25^{\circ}\text{C})} \right] 10^6}{T_2 - T_1} = \frac{\pm \left[\frac{V_{\text{DEV}}}{V_{\text{REF}}(\text{at } 25^{\circ}\text{C})} \right] 10^6}{T_2 - T_1}$$

Where:

$T_2 - T_1$ = full temperature change (0-70°C).

∞V_{REF} can be positive or negative depending on whether the slope is positive or negative.

Example: $V_{\text{DEV}} = 8.0 \text{ mV}$, $V_{\text{REF}} = 2495 \text{ mV}$, $T_2 - T_1 = 70^{\circ}\text{C}$, slope is positive.

$$\infty V_{REF} = \frac{\left[\frac{8.0 \text{ mV}}{2495 \text{ mV}} \right] 10^6}{70^{\circ}\text{C}} = +46 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$$

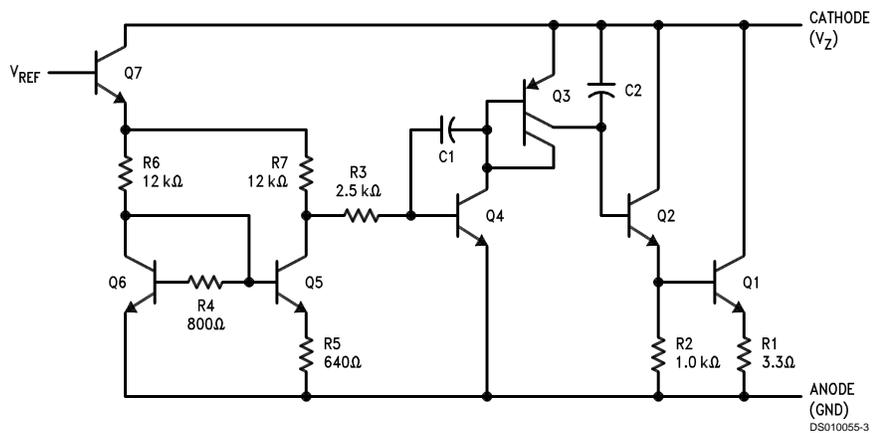
Note 6: The dynamic output impedance, r_z , is defined as:

$$r_z = \frac{\Delta V_z}{\Delta I_z}$$

When the device is programmed with two external resistors, R_1 and R_2 , (see *Figure 2*), the dynamic output impedance of the overall circuit, r_z , is defined as:

$$r_z = \frac{\Delta V_z}{\Delta I_z} \cong \left[r_z \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \right]$$

Equivalent Circuit



LM393, LM393A, LM293, LM2903, LM2903V

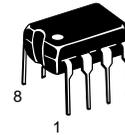
Low Offset Voltage Dual Comparators

The LM393 series are dual independent precision voltage comparators capable of single or split supply operation. These devices are designed to permit a common mode range-to-ground level with single supply operation. Input offset voltage specifications as low as 2.0 mV make this device an excellent selection for many applications in consumer automotive, and industrial electronics.

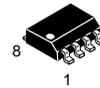
- Wide Single-Supply Range: 2.0 Vdc to 36 Vdc
- Split-Supply Range: ± 1.0 Vdc to ± 18 Vdc
- Very Low Current Drain Independent of Supply Voltage: 0.4 mA
- Low Input Bias Current: 25 nA
- Low Input Offset Current: 5.0 nA
- Low Input Offset Voltage: 2.0 mV (max) LM393A
5.0 mV (max) LM293/393
- Input Common Mode Range to Ground Level
- Differential Input Voltage Range Equal to Power Supply Voltage
- Output Voltage Compatible with DTL, ECL, TTL, MOS, and CMOS Logic Levels
- ESD Clamps on the Inputs Increase the Ruggedness of the Device without Affecting Performance

SINGLE SUPPLY, LOW POWER DUAL COMPARATORS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



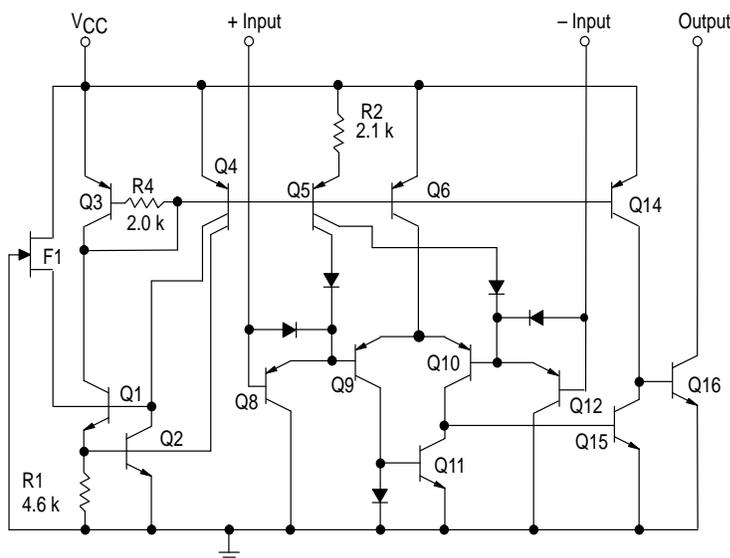
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626



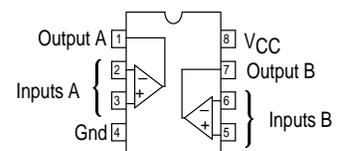
D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)

Representative Schematic Diagram

(Diagram shown is for 1 comparator)



PIN CONNECTIONS



(Top View)

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM293D	$T_A = -25^\circ$ to $+85^\circ\text{C}$	SO-8
LM393D	$T_A = 0^\circ$ to $+70^\circ\text{C}$	SO-8
LM393AN,N		Plastic DIP
LM2903D	$T_A = -40^\circ$ to $+105^\circ\text{C}$	SO-8
LM2903N		Plastic DIP
LM2903VD	$T_A = -40^\circ$ to $+125^\circ\text{C}$	SO-8
LM2903VN		Plastic DIP

LM393, LM393A, LM293, LM2903, LM2903V

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	+36 or ± 18	Vdc
Input Differential Voltage Range	V_{IDR}	36	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICR}	-0.3 to +36	Vdc
Output Short Circuit-to-Ground Output Sink Current (Note 1)	I_{SC} I_{Sink}	Continuous 20	mA
Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D $1/R_{\theta JA}$	570 5.7	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range LM293 LM393, 393A LM2903 LM2903V	T_A	-25 to +85 0 to +70 -40 to +105 -40 to +125	$^\circ\text{C}$
Maximum Operating Junction Temperature LM393, 393A, 2903, LM2903V LM293	$T_{J(max)}$	125 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0$ Vdc, $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$, * unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	LM393A			Unit
		Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 2) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	V_{IO}	-	± 1.0	± 2.0 4.0	mV
Input Offset Current $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	I_{IO}	-	± 50	± 50 ± 150	nA
Input Bias Current (Note 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	I_{IB}	-	25	250 400	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 4) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	V_{ICR}	0 0	-	$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 2.0$	V
Voltage Gain $R_L \geq 15$ k Ω , $V_{CC} = 15$ Vdc, $T_A = 25^\circ\text{C}$	A_{VOL}	50	200	-	V/mV
Large Signal Response Time $V_{in} = \text{TTL Logic Swing}$, $V_{ref} = 1.4$ Vdc $V_{RL} = 5.0$ Vdc, $R_L = 5.1$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	-	300	-	ns
Response Time (Note 5) $V_{RL} = 5.0$ Vdc, $R_L = 5.1$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$	t_{TLH}	-	1.3	-	μs
Input Differential Voltage (Note 6) All $V_{in} \geq \text{Gnd}$ or V^- Supply (if used)	V_{ID}	-	-	V_{CC}	V
Output Sink Current $V_{in} \geq 1.0$ Vdc, $V_{in+} = 0$ Vdc, $V_O \leq 1.5$ Vdc, $T_A = 25^\circ\text{C}$	I_{Sink}	6.0	16	-	mA
Output Saturation Voltage $V_{in} \geq 1.0$ Vdc, $V_{in+} = 0$ Vdc, $I_{Sink} \leq 4.0$ mA, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	V_{OL}	-	150	400 700	mV

* $T_{low} = 0^\circ\text{C}$, $T_{high} = +70^\circ\text{C}$ for LM393/393A

- NOTES:**
- The maximum output current may be as high as 20 mA, independent of the magnitude of V_{CC} ; output short circuits to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.
 - At output switch point, $V_O = 1.4$ Vdc, $R_S = 0$ Ω with V_{CC} from 5.0 Vdc to 30 Vdc, and over the full input common mode range (0 V to $V_{CC} = -1.5$ V).
 - Due to the PNP transistor inputs, bias current will flow out of the inputs. This current is essentially constant, independent of the output state, therefore, no loading changes will exist on the input lines.
 - Input common mode of either input should not be permitted to go more than 0.3 V negative of ground or minus supply. The upper limit of common mode range is $V_{CC} - 1.5$ V.
 - Response time is specified with a 100 mV step and 5.0 mV of overdrive. With larger magnitudes of overdrive faster response times are obtainable.
 - The comparator will exhibit proper output state if one of the inputs becomes greater than V_{CC} ; the other input must remain within the common mode range. The low input state must not be less than -0.3 V of ground or minus supply.

LM393, LM393A, LM293, LM2903, LM2903V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0 \text{ Vdc}$, $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$,* unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	LM393A			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Leakage Current $V_{in-} = 0 \text{ V}$, $V_{in+} \geq 1.0 \text{ Vdc}$, $V_O = 5.0 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{in-} = 0 \text{ V}$, $V_{in+} \geq 1.0 \text{ Vdc}$, $V_O = 30 \text{ Vdc}$, $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	I_{OL}	–	0.1	–	μA
Supply Current $R_L = \infty$ Both Comparators, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = \infty$ Both Comparators, $V_{CC} = 30 \text{ V}$	I_{CC}	–	0.4	1.0	mA
		–	1.0	2.5	

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0 \text{ Vdc}$, $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	LM392, LM393			LM2903, LM2903V			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 2) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	V_{IO}	–	± 1.0	± 5.0	–	± 2.0	± 7.0	mV
		–	–	9.0	–	9.0	15	
Input Offset Current $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	I_{IO}	–	± 5.0	± 50	–	± 5.0	± 50	nA
		–	–	± 150	–	± 50	± 200	
Input Bias Current (Note 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	I_{IB}	–	25	250	–	25	250	nA
		–	–	400	–	200	500	
Input Common Mode Voltage Range (Note 3) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	V_{ICR}	0	–	$V_{CC} - 1.5$	0	–	$V_{CC} - 1.5$	V
		0	–	$V_{CC} - 2.0$	0	–	$V_{CC} - 2.0$	
Voltage Gain $R_L \geq 15 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 15 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	A_{VOL}	50	200	–	25	200	–	V/mV
Large Signal Response Time $V_{in} = \text{TTL Logic Swing}$, $V_{ref} = 1.4 \text{ Vdc}$ $V_{RL} = 5.0 \text{ Vdc}$, $R_L = 5.1 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	–	–	300	–	–	300	–	ns
Response Time (Note 5) $V_{RL} = 5.0 \text{ Vdc}$, $R_L = 5.1 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	t_{TLH}	–	1.3	–	–	1.5	–	μs
Input Differential Voltage (Note 6) All $V_{in} \geq \text{Gnd}$ or V^- Supply (if used)	V_{ID}	–	–	V_{CC}	–	–	V_{CC}	V
Output Sink Current $V_{in} \geq 1.0 \text{ Vdc}$, $V_{in+} = 0 \text{ Vdc}$, $V_O \leq 1.5 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	I_{Sink}	6.0	16	–	6.0	16	–	mA
Output Saturation Voltage $V_{in} \geq 1.0 \text{ Vdc}$, $V_{in+} = 0$, $I_{Sink} \leq 4.0 \text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	V_{OL}	–	150	400	–	–	400	mV
		–	–	700	–	200	700	
Output Leakage Current $V_{in-} = 0 \text{ V}$, $V_{in+} \geq 1.0 \text{ Vdc}$, $V_O = 5.0 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{in-} = 0 \text{ V}$, $V_{in+} \geq 1.0 \text{ Vdc}$, $V_O = 30 \text{ Vdc}$, $T_{low} \leq T_A \leq T_{high}$	I_{OL}	–	0.1	–	–	0.1	–	nA
		–	–	1000	–	–	1000	
Supply Current $R_L = \infty$ Both Comparators, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = \infty$ Both Comparators, $V_{CC} = 30 \text{ V}$	I_{CC}	–	0.4	1.0	–	0.4	1.0	mA
		–	–	2.5	–	–	2.5	

* $T_{low} = 0^\circ\text{C}$, $T_{high} = +70^\circ\text{C}$ for LM393/393A

LM293 $T_{low} = -25^\circ\text{C}$, $T_{high} = +85^\circ\text{C}$

LM2903 $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +105^\circ\text{C}$

LM2903V $T_{low} = -40^\circ\text{C}$, $T_{high} = +125^\circ\text{C}$

- NOTES:**
- At output switch point, $V_O = 1.4 \text{ Vdc}$, $R_S = 0 \Omega$ with V_{CC} from 5.0 Vdc to 30 Vdc , and over the full input common mode range (0 V to $V_{CC} = -1.5 \text{ V}$).
 - Due to the PNP transistor inputs, bias current will flow out of the inputs. This current is essentially constant, independent of the output state, therefore, no loading changes will exist on the input lines.
 - Response time is specified with a 100 mV step and 5.0 mV of overdrive. With larger magnitudes of overdrive faster response times are obtainable.
 - The comparator will exhibit proper output state if one of the inputs becomes greater than V_{CC} , the other input must remain within the common mode range. The low input state must not be less than -0.3 V of ground or minus supply.