

# Moderní výkonové zesilovače řady DPA

Pavel Dudek

(Pokračování)

„Klasické fety“ Hitachi mají maximální proud  $I_{DS}$  relativně malý (viz tabulka), chceme-li proto výstupní obvod dimenzovat pro větší proudy, musíme použít více systémů zapojených paralelně. I když zanedbáme finanční hledisko, není to řešení nijak výhodné. Paralelním řazením totiž jednak zvětšujeme vstupní kapacitu (viz úvod), jednak klidovou spotřebu. Budeme-li např. požadovat maximální výstupní proud 25 až 30 A (dnes poměrně běžný parametr špičkového zesilovače středního výkonu), musíme použít 4 až 5 paralelně spojených tranzistorů v každé větvi. Vstupní kapacita bude proto již velmi velká, což bude klást zvýšené nároky na budící stupeň (viz úvod). Ještě větší problém bude ovšem s chlazením, neboť pro dostatečně malé zkreslení musí být velikost klidového proudu asi 400 až 500 mA (co pár, to 100 mA), neboli při napájení  $\pm 56$  V (zesilovač 200 W) bude trvalá klidová spotřeba až asi 55 W. Pro snazší představu: stejnou ztrátu má plně vybuzený běžný bipolární zesilovač 100 W.

Z uvedených důvodů nejsou tyto tranzistory příliš vhodné. Jsou sice mnoha výrobci stále hojně používané, ale zpravidla v zesilovačích pro ozvučování (PA), kde na zkreslení nebývá kladen takový důraz a lze proto zvolit menší klidový proud nebo použít aktivní chlazení ventilátorem. Obliba je způsobena hlavně jejich vynikající teplotní stabilitou (viz DPA 330) a malým prahovým otevíracím napětím, takže zapojení vycházejí poměrně jednoduše.

Chceme-li zvětšit proudovou zatížitelnost, je vhodnější zvolit jiné typy tranzistorů. Původně jsem zamýšlel použít 2SK413 (414) a 2SJ118 (119) (viz tabulka), které jako jediné od firmy Hitachi mají přijatelné parametry. Bohužel se mi je nepodařilo sehnat (nejsou ani v zahraničí zdaleka tak rozšířené, jako klasické „kovové“ typy). Snáze se dají sehnat typy IRF, proto jsem nakonec tento zesilovač navrhl s nimi.

Velkou roli samozřejmě hraje cenové hledisko, musel jsem proto použít typy v pouzdru TO220, které jsou nejlevnější. Tentyž čip, jaký je v pouzdru TO220, stojí v pouzdru TO3P (velké plastové) bezmála o sto procent více, o pouzdru TO3 ani nemluvě. Jediný rozdíl je přitom jen v nepatrně větším povoleném proudu a ztrátě (viz tabulka). Optimální typy s dostatečným proudem jsou IRF640/IRF9640, případně i jejich modifikace IRF642/IRF9642, které mají poněkud větší  $R_{DS(on)}$ , nebo IRF641, 643/IRF9641, 9643 ( $U_{DS} = 150$  V). Tyto typy nejsou v tabulce uvedené, jejich ostatní parametry jsou stejné jako u základních typů. Desku s plošnými spoji jsem navrhl tak, aby se daly případně použít i typy v pouzdru TO3P, tj. IRFP250, 252/IRF9240, 9242 (viz tabulka).

Splnění požadavku výstupního proudu 25 až 30 A vyžaduje při zachování jisté rezervy spojit tři systémy paralelně. Teoretický maximální výstupní proud bude v tomto případě větší než  $\pm 100$  A.

Nevýhodou výkonových fetů s vertikální

strukturou je poměrně vysoké prahové otevírací napětí. Jeho typická velikost je asi 3 až 3,5 V, proto by při běžném zapojení musel být zvolen velmi velký klidový proud, aby nebylo přechodové zkreslení neúměrně velké. Aplikací „korekce chyby“ lze jeho velikost udržet v přijatelných mezích při současně velmi nízkých hodnotách zkreslení (viz naměřené parametry).

Další nevýhodou je kladný teplotní koeficient proudu  $I_{DS}$ , vyžadující zavedení tepelné vazby v obvodu řízení předpětí. V zapojení bylo proto nutné s výkonovými tranzistory tepelně svázat i oba „korekční“ tranzistory (T19 a T20), i když autor zapojení [10] doporučuje pouze jeden. Pro snadné upevnění na chladiči jsem musel použít tranzistory v pouzdru TO126. Tyto pozice musí být osazeny rychlými typy, použil jsem proto stejné tranzistory jako v rozkmitovém stupni, tj. BF471/472, neboť jiné (rychlejší) nejsou zatím k dispozici. Porovnáním s grafem zkreslení typu 330 můžete zjistit, že poněkud nižší mezní kmitočty těchto tranzistorů se projeví lehkým nárůstem zkreslení na velmi vysokých kmitočtech (tranzistory KSY, použité na těchto pozicích v typu 330, mají mezní kmitočty vyšší). Bude-li mít někdo z vás tranzistory rychlejší ( $f_t > 200$  MHz), může je v zapojení použít, osobně se ale domnívám, že rozdíl nebude uchem rozzeznatelný.

Velká strmost a malý odpor  $R_{DS(on)}$  vyžadují jiné konstrukční řešení proudové pojistky – jak můžete porovnat, pojistka je zapojena úplně stejně jako u bipolárních typů, nemusím jí proto, doufám, popisovat. Zapojení obsahuje navíc i ochranu hradla před napětovým přetížením (bezpodmínečně nutné při připojení komplexní zátěže, kdy proudová pojistka nechrání zcela spolehlivě – viz úvod).

Velká strmost tohoto typu tranzistorů, spolu s obecně vyšším rozptylem parametru  $U_{GS(th)}$ , klade zvýšené nároky na výběr při paralelním řazení, samozřejmě pouze pro lineární režim (ve spínacím režimu rozptyl prakticky nevádí a jen zde proto platí obecně vztité tvrzení o snadném paralelním řazení „fetů“!). Jak jsem se již zmínil v úvodu, tranzistory musí být vybrány při proudu  $I_{DS} \approx 100$  mA na rozptyl napětí  $U_{GS}$  maximálně 50 mV, neboť například tolerance jen 100 mV (v tomto pracovním bodě) způsobí rozptyl proudů jednotlivými systémy až 50 % (zkušebně ověřeno). V tomto ohledu bude asi párování v běžné amatérské praxi obtížné, neboť podle mého odhadu budete potřebovat na výběr tři systémy (v každé větvi) minimálně deset kusů.

Měl bych se ještě zmínit o zásadách správné manipulace s tímto druhem polovodičů. Protože se jedná o součástky řízené polem (přesněji řečeno nábojem), mohou být zničeny při manipulaci například nábojem lidského těla, stejně jeho obvody CMOS. Oproti nim mají ovšem vstupní kapacitu podstatně větší a nebezpečí je proto menší, i když ne zanedbatelné. Pájet je lze normální

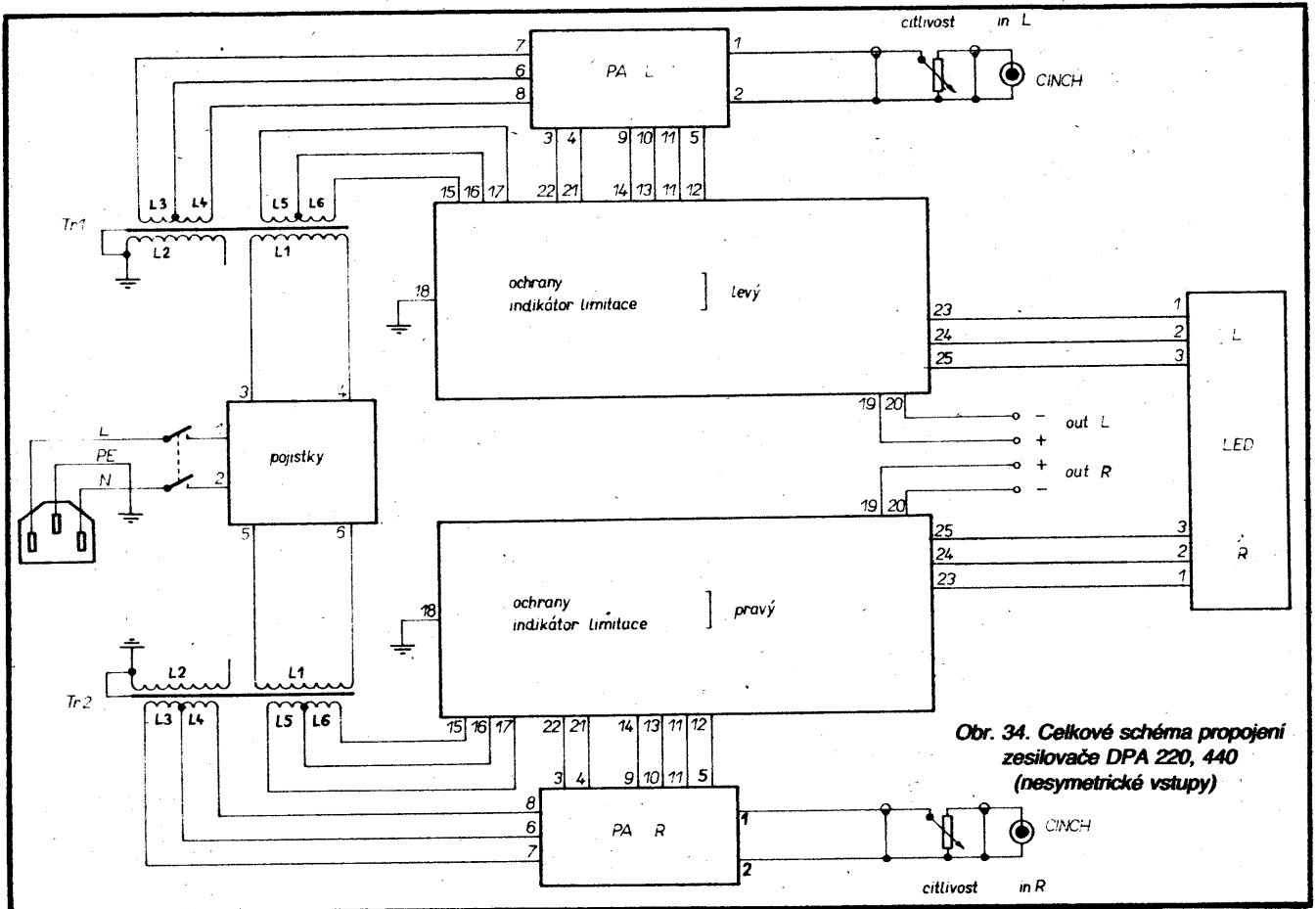
transformátorovou páječkou, která se ale nesmí zapínat a hlavně vypínat při hrotu přiloženém k součástce (indukční špičky). Dodržíte-li tuto zásadu, plus to, že před uchopením součástky do ruky vybijete případný náboj těla na zemní potenciál (např. ochrannou svorku nějakého přístroje), tranzistory nezničíte – mně se to alespoň nikdy nestalo.

Zesilovače s tranzistory řízenými polem by měly mít rozkmitový stupeň napájený vyšším napětím než stupeň výkonový. Napájecí zdroj typu 380 je proto řešen stejně jako u typu 330. Velikost napětí „pomocných zdrojů“ jsem ověřil experimentálně. Jako optimální se ukázalo napětí asi 7 V, stejně jako u typu 330. Toto napětí by mělo být teoreticky o něco vyšší, neboť prahové otevírací napětí je vyšší. Protože ale i strmost je větší, je tato velikost optimální. Zvolíte-li napětí větší,lepší se poněkud účinnost a dosažený výkon, současně se však podstatně zvětší nestabilita zesilovače v kritickém režimu (oběh z limitace – viz úvod).

Nestabilitu způsobuje méně kompenzovaný rozkmitový stupeň. „Fety“ mají menší strmost než bipolární tranzistory, vyžadují vyšší budící napětí, střídavé napětí na rozkmitovém stupni musí být proto větší, z čehož vyplývá, že  $SR$  rozkmitového stupně musí být ještě větší než  $SR$  zesilovače jako celku. Z tohoto důvodu nejsou proto „fety“ jako výstupní součástky zdaleka optimální, čehož si jsou výrobci špičkových přístrojů samozřejmě vědomi a používají proto častěji spíše bipolární tranzistory. Protože v této kategorii nejsou omezení cenou, mohou si dovolit použít špičkové typy s velmi vysokým mezním kmitočtem, které jsou několikanásobně dražší než „fety“ (o běžných „bipolárních“ ani nemluvě). Tyto tranzistory jsou ovšem pro nás většinou nedostupné, neboť kus stojí řádově desítky DM, navíc v běžné obchodní síti zpravidla nejsou k dostání. Obecně je vztité povědomí, že „fetové“ zesilovače „hrají lépe“ (a to nejen u nás), což ovšem zdaleka nemusí být pravidlem. Toto povědomí vzniklo podle mého názoru v době, kdy „fety“ představovaly, díky své rychlosti, oproti běžným bipolárním tranzistorům, výrazný kvalitativní skok, neboť rychlé bipolární tranzistory se běžně nevyroběly (problematika „fety versus bipolární“ je samozřejmě mnohem širší, každá součástka má své plus i minus, viz úvod).

Velikost „pomocného napětí“ je proto vždy kompromisem mezi účinností a stabilitou. Uvedená velikost (asi 7 V) představuje ve svém důsledku velmi dobrou stabilitu i dobrou účinnost (naměřil jsem asi 63 % se zátěží 4  $\Omega$ , která je tedy prakticky stejná jako u běžného zesilovače s bipolárními tranzistory). Tento údaj platí ovšem pro tranzistory s vertikální strukturou, mající malý  $R_{DS(on)}$ , laterální typy vykazují účinnost horší (něco málo přes 40 % se zátěží 4  $\Omega$ , při zátěži 2  $\Omega$  již jen asi 30 % – měřeno s dvěma tranzistory paralelně v typu 330). Zvýšená účinnost se proto projeví hlavně při nižších zatěžovacích impedancích, kdy zesilovač se stejným napájecím zdrojem odevzdá větší výkon.

Dimenzování výstupního obvodu tohoto zesilovače umožňuje bezproblémový provoz i do zátěže 2  $\Omega$ . Se síťovým transformátorem na jádře EI 40  $\times$  50 jsem naměřil výstupní výkon do této zátěže asi 225 W při



Obr. 34. Celkové schéma propojení zesilovače DPA 220, 440 (nesymetrické vstupy)

220 V, případně asi 265 W při 240 V. Zkoušel jsem jej i v ještě tvrdších podmínkách, tj. do zátěže 1,33 Ω (2 Ω a 4 Ω paralelně), kdy při 220 V byl výstupní výkon asi 265 W, případně při 240 V více než 310 W, v obou případech bez sebemenšího náznaku nestability a osciloskopem viditelného zkreslení. Nestabilita se neobjevila ani při komplexní zátěži (4 Ω paralelně s kondenzátorem 3,3 μF) a to v celém akustickém pásmu. V technických podmínkách provoz se zátěží 2 Ω nespecifikují, neboť v tomto případě by byl při dlouhodobém zatížení použitý chladič (č. 4611) nedostatečný. Použijete-li chladič větší, tj. s vyššími zuby, nebo chlazení ventilátorem, můžete zesilovač provozovat trvale i do této zátěže. Zde se projevuje zbytečná „tvrdost“ naší normy, neboť ve světě by se stejným chladičem problémy nebyly (střední hodnota výstupního výkonu je při běžném hudebním signálu mnohem menší). Pro zajímavost ještě uvádím, že stejný výstupní výkon má díky použitým robustním tranzistorům (při stejném síťovém transformátoru) i zesilovač 440 (do zátěže 2 Ω), nicméně uvedené problémy s chlazením platí i u něj.

### Oživení a nastavení

Zapojení je velmi podobné všem předchozím a postup oživení je proto stejný. Zvýšenou pozornost je třeba věnovat výběru „fetů“ (viz výše) – nepodaří-li se vybrat zcela stejné, je nutné osadit pozice T24 a T28 kusem s nejnižším prahovým napětím  $U_{GSth}$ , neboť od proudu jimi protékajícím (který bude v tomto případě z paralelní trojice největší) je odvozena funkce pojistky.

Před zapnutím nastavte trimr R28 do střední polohy, trimr R44 pak na maximální odpor. Napájecí napětí zvyšujte od nuly, při napětí asi ±10 V by měl zesilovač začít pracovat (zde je menší rozdíl oproti typům

předchozím, které pracují již od napětí asi ±3 V, což je způsobeno vyšším prahovým napětím „fetů“ s vertikální strukturou) a na výstupu se objeví silně limitovaný signál. Není-li odběr proudu příliš velký, můžete napětí zvýšit na plnou velikost ±56 V a zkontrolovat symetrii limitace. Je-li vše v pořádku, připojte zátěž. Zesilovač vybudte asi deset minut na plný výkon. Po zahřátí chladiče na asi 60 až 70 °C buzení vypněte a trimrem R44 nastavte klidový proud na asi 270 až 300 mA. Trimrem otáčejte opatrně, neboť regulace je díky velké strmosti „fetů“ také poměrně strmá (pro velký rozptyl parametrů zkontrolujte při plném výkonu měřením úbytku na vyrovnávacích rezistorech 0,22 Ω (rozdíl by neměl překročit asi 25 %).

Funkci proudové pojistky zkontrolujte stejným způsobem, popsaným již u typu 220. Jelikož jsou „fety“ velmi drahé a při nefunkčnosti pojistky by byly jistě zničeny, zkontrolujte předtím ještě zapájené součástky obvodu proudové pojistky. Při správné funkci pojistky je odběr při zkratu na straně ss napájení asi 5 až 5,5 A v každé větvi.

Závěrem zkontrolujte ještě ss posuv na výstupu, který vynuluje trimrem R28 na hodnotu menší než ±1 mV.

Trumivku L1 tvoří 14 závitů vodičem Ø 1,5 mm na trnu 8 mm.

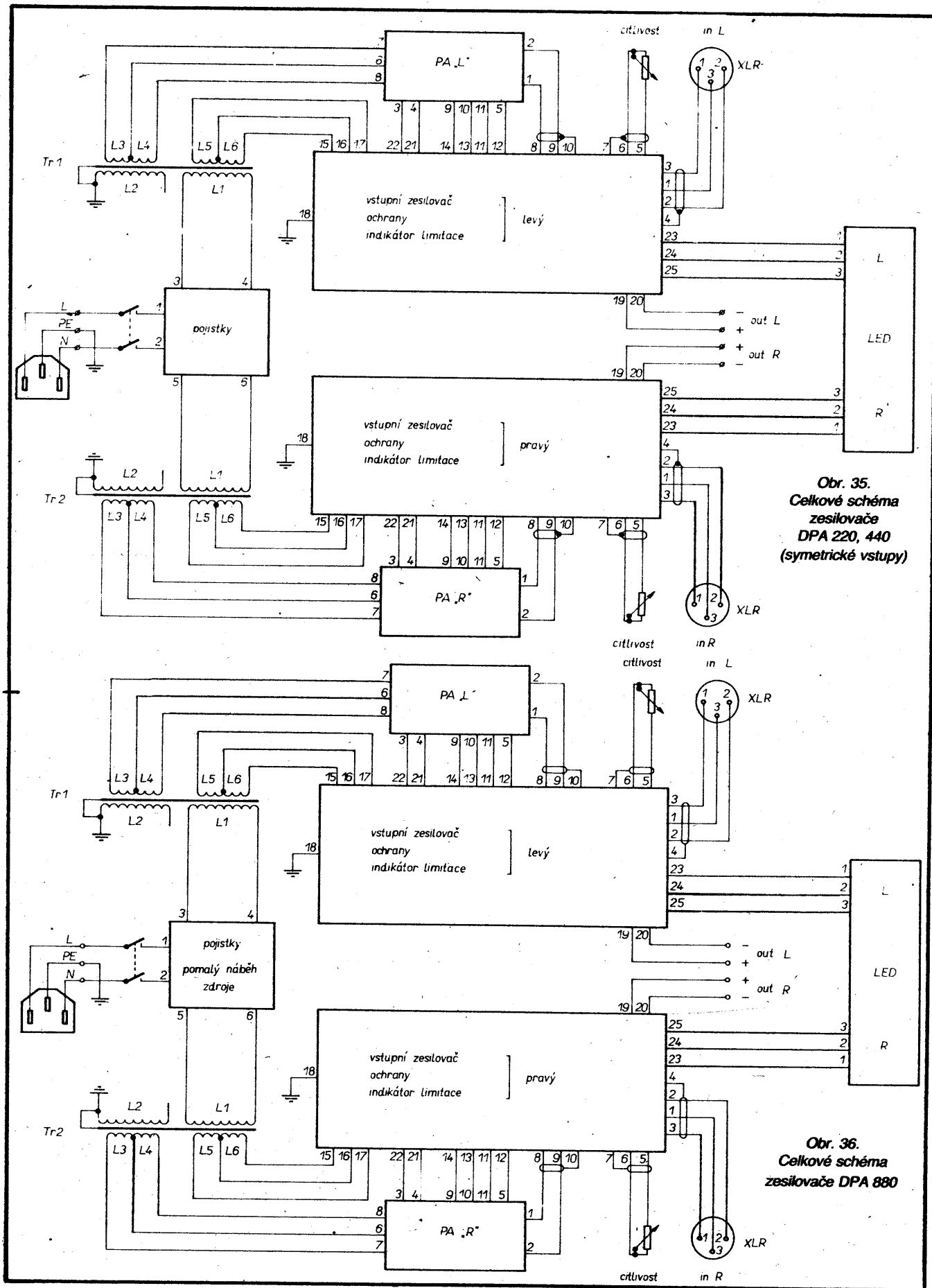
### Závěrečné poznámky ke konstrukční části

V podstatě se chci zmínit pouze o způsobu propojení jednotlivých modulů (obr. 34, 35, 36, 37), neboť i zde se musí zachovat jisté zásady.

Zásada první: používat pouze lanka. Silové rozvody, tj. hlavní sekundární vinutí a vý-

stupní pár, vést co největším průřezem (minimálně 1,5 mm<sup>2</sup>, u typu 880 pak 2,5 mm<sup>2</sup>). Zásada druhá: Všechny „párové“ vodiče vzájemně zkroutit (síťový přívod vinutí transformátorů, výstup, vstup). Zkroutené vodiče mají menší rozptylové pole (obecně známá a dodržovaná zásada například z rozvodu žhavicího napětí v elektronkových zesilovačích) a stejně tak jsou i více odolné proti indukci rušivého pole. O jaká pole se jedná, lze ilustrovat na tomto příkladu: přestože je výstupní impedance zesilovače skoro „nulová“ (řádově jednotky až desítky miliohmů) a délka výstupních vodičů v zesilovači jen několik desítek centimetrů, je při vedení nezkroutenými vodiči odstup horší o asi 6 dB (!), což jsem si osobně ověřil měřením i poslechem. Kdo by tomu nechtěl uvěřit, necht' si udělat jednoduchý pokus: vezměte reproduktor a zkratujte jeho svorky vodičem o délce asi padesát centimetrů. Přiblížíte-li tuto smyčku k síťovému transformátoru, uslyšíte v reproduktoru zcela jasné brum (i když povedete vodiče vedle sebe a plocha smyčky bude tedy malá) – zkroutíte-li smyčku, bude brum podstatně slabší. Stejná zásada platí i pro vedení vstupních vodičů, jinými slovy je lepší použít zkroutené vodiče než stíněný kablík. Rušivé pole v přístroji má totiž spíše charakter elektromagnetický, ne elektrostatický a stínění měděným opletením proto příliš nechrání. Vhodné je i použití symetrického stíněného kablíku a to i v případě, kdy není vstup řešen symetricky. Stínění uzemníme jen na jednom konci, jak je naznačeno v blokových schématech (regulace zisku).

Zásada třetí: Signálové vodiče by měly být co nejkratší, vstupní svorky zesilovače tedy co nejbližze vstupnímu konektoru – blok vlastního výkonového zesilovače orientujte ve skřínce vstupem k zadnímu panelu. Pou-



Obr. 35.  
Celkové schéma  
zesilovače  
DPA 220, 440  
(symetrické vstupy)

Obr. 36.  
Celkové schéma  
zesilovače DPA 880

Žijete-li některý ze způsobů regulace vstupní citlivosti (viz popis bloku ochrany a bloková schémata), umístěte potenciometry pokud možno na zadní panel. Toto řešení není sice běžné (potenciometry jsou zpravidla na předním panelu), protože je ale manipulace

s nimi spíše výjimečná, není to na závadu – naopak – jen tak lze dosáhnout maximálního odstupu, neboť vstupní vodiče zůstávají krátké.

Zásada čtvrtá: Velmi pozorně provádějte propojování násuvnými spoji při montáži,

vždy se schématem v ruce – orientace vývodů není u všech typů stejná a prohozením vývodů můžete například zničit filtrační kondenzátory!

(Přístě dokončení)