

## V TOMTO SEŠITĚ

Dějiny přenosu zpráv na dálku ..... 1

## SPÍNANÉ ZDROJE

Spínané zdroje s obvody Motorola  
( $\mu$ A78S40 - dokončení,  
MC34063, MC34166,  
MC34129, MC34060,  
UC3842, UC3844,  
TL494, SG1525,  
SG1526, TDA4601) ..... 3

Preregulátory  
(TDA4814A, TDA4816G,  
TDA4916/19) ..... 30

Pulzní zdroje napájené ze sítě  
(TDA4918/19) ..... 36

Literatura ..... 39

## KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A RADIO

**Vydavatel:** AMARO spol. s r. o.

**Redakce:** Radlická 2, 150 00 Praha 5,  
tel.: (02) 57 31 73 11, tel./fax: (02) 57 31 73 10.  
Šéfredaktor ing. Josef Kellner, sekretářka  
redakce Eva Keláková, tel. 57 31 73 14.

**Ročně vychází** 6 čísel. Cena výtisku 30 Kč.  
Celoroční předplatné 180 Kč.

**Rozšiřuje** PNS a. s. (viz str. 40), Transpress  
s. r. o., Mediaprint a Kapa, soukromí distri-  
butoři, informace o předplatném podá a ob-  
jednávky přijímá Amaro s. r. o., Radlická 2,  
150 00 Praha 5, tel./fax (02) 57 31 73 13,  
PNS, pošta, doručovatel.

**Objednávky a předplatné** v Slovenskej re-  
publike vybavuje MAGNET-PRESS Slovakia  
s. r. o., P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava 3, tel./  
fax (07) 44 45 45 59 - předplatné, (07) 44 45 46 28  
- administrativa, e-mail: magnet@press.sk  
Předplatné na rok 222,- SK.

Podávání novinových zásilek povolila Česká  
pošta s. p., OZ Praha (čj. nov 6028/96 ze dne 1.  
2. 1996).

**Inzerce** přijímá redakce ARadio, Radlická 2,  
150 00 Praha 5, tel.: (02) 57 31 73 11, tel./fax:  
57 31 73 10.

**Inzerce v SR** vyřizuje MAGNET-PRESS Slova-  
kia s. r. o., Teslova 12, 821 02 Bratislava, tel./  
fax (07) 44 45 06 93.

Za původnost a správnost příspěvků odpovídá  
autor. Nevýžádané rukopisy nevracíme.

**Internet:** <http://www.aradio.cz>

**E-mail:** [a-radio@mbox.inet.cz](mailto:a-radio@mbox.inet.cz)

ISSN 1211-3557, MKČR 7443

© AMARO spol. s r. o.

# Dějiny přenosu zpráv na dálku

## První radioamatér na světě - Guglielmo Marconi

Marconi se narodil 25. 4. 1874 v ro-  
dinném domku v italské Bologni a již v ran-  
ném věku musel často cestovat s mat-  
kou a se svým starším bratrem. Od mládí  
se velmi zajímal o vědeckou práci, dale-  
ko více, než bylo pro školu potřebné.

Když složil zkoušky na námořní aka-  
demii, věnoval se zkoumání Hertzových  
vln a na jejich principu pak přenosu  
zpráv na dálku. Experimentoval ve Ville  
Griffone poblíž Boloně v Itálii (dnes od-  
tamtud můžete slyšet stanici IY4FGM).

Již v srpnu roku 1895 se mu podaři-  
lo zachytit vysílání na vzdálenost asi  
1,75 mile (asi 2,8 km), ale italská vláda,  
které svůj vynález nabídl, neměla o něco  
takového zájem. Proto odejel do Ang-  
lie, kde předpokládal větší pochopení  
a také finanční podporu. Přicestoval  
tam v roce 1896 s podivnými přístroji  
ve svých zavazadlech. Celníci tak do-  
konale prozkoumávali, oč se jedná, že  
přístroje, které vezl, úplně zničili. Teh-  
dy šestadvacetiletý Guglielmo Marconi  
musel začít znovu - ty přístroje, které  
vezl, bylo zařízení k „bezdrátové signa-  
lizaci na dálku“.

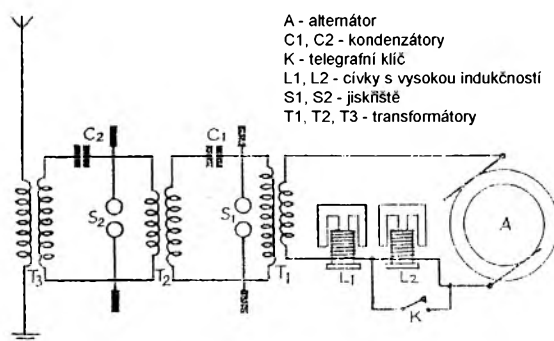
Do Anglie odejel také proto, že to  
byla tehdy největší námořní mocnost a  
Marconi se od začátku snažil, aby lodě,  
když vyplují na širé moře, měly spojení  
s ostatním světem. Celkem příznivě byl  
přiját na ministerstvu války, zatímco  
poštovní úřady shledaly jeho pokusy  
bezučelnými. V tomtež roce podává  
jako první na světě patent telegrafního  
systému, který využívá Hertzovy (dnes  
říkáme elektromagnetické) vlny.

V roce 1898 se mu již podařilo na-  
vázat spojení lodě s pevninou, postup-  
ně až do vzdálenosti 100 mil. Jenže ko-  
munikovat na větší vzdálenosti byla  
stále ještě fikce, se kterou jen stěží mohl  
prorazit. V té době již byly známy prá-  
ce Hertzovy, kterými ukázal, že se ne-  
viditelné elektromagnetické vlny šíří  
podobně jako světlo. Jak by tedy bylo

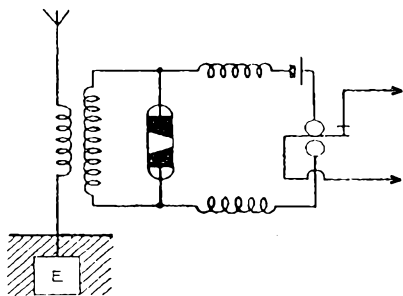
možné komunikovat na větší vzdále-  
nosti, za horizont? Vědecké kapacity  
považovaly Marconiho za fantistu, poš-  
tovní monopol, který investoval do vý-  
stavby nových pevných linek, ho pova-  
žoval za nebezpečného protivníka, pokud  
by se ukázalo že, má pravdu. Proto byla  
snaha znemožnit jeho další pokusy.  
Společnost, kterou mezitím založil, a od  
které, předpokládal, mu půjdou peníze  
na další pokusy, zkrachovala.

Marconi měl zájem především na  
dvou věcech: předně chtěl dokázat, že  
jeho systém, který prosazoval, bude  
fungovat i na velké vzdálenosti, a pak  
měl zájem narušit monopol pošty a zří-  
dit službu pro přenos zpráv, která by  
byla lacinější. Proto se především po-  
kusil o to, co bylo pro tehdejší dobu  
zdánlivě nemožné: dokázat, že signály  
z jeho stanice bude možné přijímat i za  
oceánem. I když se řada mecenášů na-  
koniec vzdala podpory, poněvadž nevě-  
řila v konečný úspěch, Marconi se ne-  
vzdával a nakonec se mu podařilo  
vybudovat velkou vysílací stanici ve  
Walesu v Poldhu na evropském konti-  
nentě. Její výkon byl na tehdejší poměry  
ohromný - 25 kW! Jeho dvoustupňový  
jiskrový vysílač vidíme na schématu na  
této straně dole. Anténa se skládala ze  
čtyřiceti drátů na konstrukci, která měla  
celkem dvacet podpěr o výšce 60 m. V roce  
1901 byla stanice hotova a její signály  
byly slyšitelné do vzdálenosti asi 360 km,  
např. v Irsku. A to znamenalo, že se  
elektromagnetické vlny opravdu šíří i za  
horizont! To Marconiho utvrdilo v jeho  
přesvědčení, že budou signály slyšet i za  
oceánem. Odejel do Ameriky, aby tam  
vybral příznivé místo pro druhou stani-  
ci. Vybral východní pobřeží Cape Cod  
ve státě Massachusetts, nechal tam  
svého inženýra, aby se stal o stavbu,  
a odejel zpět do Anglie.

Jenže v září toho roku přišla velká  
bouře, které jeho anténní systém v Pol-  
dhu prakticky úplně zničila. Mezitím po-  
stavili anténu i v Americe, ale za měsíc  
po katastrofě v Poldhu došlo ke stejné  
i v Americe. V té době již náklady na  
vysílač, anténní systémy, cesty apod.  
dostoupily závratné výše - čtvrt milionu



*Marconiho  
vysílač pro  
experimenty  
s trans-  
atlantickými  
přenosy*



Marconiho přijímač, také určený pro transatlantické přenosy. Vpravo vede z přijímače kabel do přístroje pro zápis telegrafních značek

dolarů!! Na tehdejší dobu to byla ohromná suma a výsledek - žádný.

Ovšem Marconiho to neodradilo. Po-dařilo se mu po odstranění trosek za jedenáct dnů v Poldhu postavit nový anténní systém, ovšem se stanicí v Americe to nebylo tak jednoduché. Úřady začly dělat problémy, a tak se nakonec rozhodl postavit nový, jednodušší systém na Novém Foundlandu, což bylo nejbližší místo k vysílací stanici v Poldhu. Tajně odplul zpět do Ameriky, a tentokrát s sebou vzal kromě přijímacích přístrojů i balony, se kterými chtěl vytahovat vodiče do velké výšky. Vybral si místo zvané Signal Hill, kde své přístroje umístil v opuštěné vojenské nemocnici.

Když bylo vše připraveno, poslal telegram do Poldhu, aby každé odpoledne po dobu tří až sedmi hodin vysílali morseovkou nepřetržitě písmeno S. Takové písmeno bylo vybráno úmyslně, neboť věděl, jak je jeho experimentální vysílací stanice křehce sestavena z dílů, které by delší zátěž s velkým výkonem nesly. Další zničení např. transformátorů si již nemohl v té situaci dovolit.

10. prosince 1901 bylo celkem příznivé počasí a tak mohl vypustit balon. Vysílání bylo zprvu jen s výkonem 10 kW na vlně asi 366 metrů - ovšem přístroje na měření kmitočtu nebyly, takže se jednalo spíše o odhad a přesnou vlnovou délku nikdo neznal. První pokusy nedopadly dobře. Vysoká úroveň statické elektřiny znamenala, že ve sluchátkách se ozýval jen silný praskot, ve kterém nebylo nic čitelného. Nakonec silnější závan větru utrhł balon a anténa spadla na zem. 12. prosince svůj pokus opakoval. Vítr byl ale ještě silnější, takže drát byl vytažen jen do výše 155 m. Přesto jej nakonec vítr odnesl. Druhý balon vytáhl 152 m drátu. Marconi viděl, jak ve větru antena mění výšku i směr. Přesto se nevzdával a snažil se něco zachytit. Ve 12:30 Marconi strhl sluchátka a podal je svému asistentovi George Kempovi: „Kempe, slyšíte něco?“ I přes silný šum statické elektřiny bylo slyšet jasně rytmus tří teček, mezeru a zase tři tečky. Posléze signál zanikl ve statickém šumu, ale po nějaké době se zase objevil. Marconi tehdy zapsal do svého deníku: „Signály ve 12:20, 1:10, 2:20.“

Ovšem to pro svět nebyl žádný důkaz. 14. 12. poslal do Anglie telegram, ve kterém popsal, co se odehrálo. První reakce došla od Anglo-americké te-

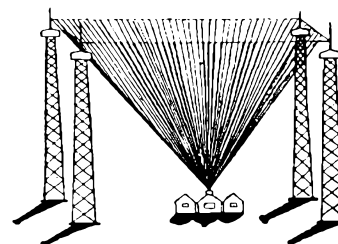
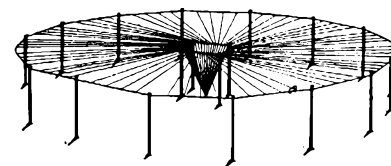
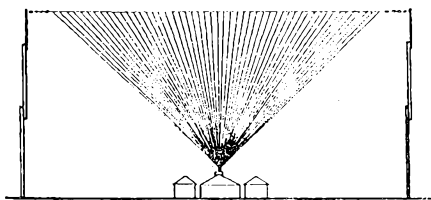
legrafní společnosti, která jeho telegram odesílala do Anglie po telegrafním kabelu. Marconimu bylo sděleno, že tato společnost má pro Newfoundland monopol na předávání zpráv a že si nepřeje, aby v budoucnu byla její práva narušována. Ovšem jak se informace rozšířila, začala se o pokusy zajímat americká a kanadská vláda, které naopak na pokračování experimentů měly zájem.

V mnoha technických časopisech byly však výsledky znevažovány a Marconi vlastně neměl žádný důkaz. Šíření vln na takovou dálku nemohl prokázat jinak, než svědectvím svého asistenta. To bylo pro ty, kdo věřili teoriím Newtona, Maxwella a Hertze, málo dostačující. Konečně i nám, zvyklým poslechu stanic na středních vlnách kolem 360 m na nesrovnatelně dokonalejších a citlivějších přijímačích, přičemž výkony vysílačů jsou dnes mnohonásobně vyšší, se příjem nějakých signálů z jiného kontinentu může zdát nepochopitelný. Navíc, když si při dnešních znalostech teorie šíření vln uvědomíme, že to bylo brzy odpoledne, tedy v době, kdy jsou podmínky dálkového šíření radiových vln o těchto délkách nejméně vhodné.

Uplýnulo třicet let, a z Marconiho se stal na celém světě uznávaný vědec a úspěšný podnikatel. V roce 1932 se v Chicagu konala světová výstava, na kterou zavítal i Marconi. Měl tam problémy s novináři a s fotografy, protože každý chtěl „otce rádiové komunikace“ vidět, mluvit s ním, vyfotografovat jej. Když si prohlédl hlavní exponáty, projevil přání vidět radioamatérskou stanici, která od tamtud tehdy vysílala. Jeho velká limuzína s americkou a italskou vlajkou zastavila před nenápadnou a jinak opomíjenou budovou na kraji výstaviště. Marconi vyšel po schodech do místnosti, odkud vysílala příležitostná stanice W9USA a se zájmem přihlížel práci mladých radioamatérů, kteří navazovali spojení. Jeden z nich mu začal vysvětlovat, že se jedná o doma vyrobené přijímače a vysílače s výkonem 1 kW. Marconi se jen usmál a řekl: „Já vím. Já to znám. Konečně - vždyť já jsem taky radioamatér!“

Když Marconi v červenci 1937 zemřel, druhý den po jeho pohřbu v Itálii vyhlásily rádiové služby na celém světě rádiový klid. Vysílače na celém světě zmlkly. Marconi zřejmě tušil, že jeho objevů může být ve společnosti, kde vzrůstalo mezinárodní napětí, zneužito, neboť krátce před smrtí, když přednášel ve skotském Edinburgu svou teorii o zabezpečování mořeplavby soustavou vysílačů na pevnině a vzájemnou komunikací mezi loďmi, hovořil více k sobě než k posluchačům, prohlásil: „Nevím - dal jsem světu dobrou věc nebo hrozbu?“

Ještě dlouho po historickém experimentu probíhaly diskuse, jestli vůbec Marconi skutečně něco slyšel. Přinášely se nejrůznější doklady proti, odpůrcům posloužily i rozborů sluneční činnosti v té době, které nakonec ukázaly, že příjem rádiových vln na takovou vzdálenost, v danou dobu a na kmitočtu cca 820 kHz byl



Různé typy Marconiho drátových antén

prakticky nemožný. Co tedy mohl Marconi slyšet? Jeho vysílač s jiskřistým produktem signály s vysokým procentem harmonických kmitočtů. Na přijímací straně byl použitý přijímač bez ladících prvků. Marconi tedy téměř s jistotou slyšel nikoliv základní kmitočet, ale pravděpodobně 4. harmonickou (3280 kHz) nebo vyšší, těch několik set wattů, které určitě na harmonických kmitočtech vysílač produkoval, mohlo k přenosu stačit. Za těch okolností bylo vlastně štěstí, že Marconi použil tak nedokonalý přijímač. Bylo to štěstí, intuice experimentátora nebo náhoda? Měl v té době totiž s sebou i druhý přijímač, s laděným obvodem.

Ať tak či onak, dnešní každodenní provoz radioamatérů mezi kontinenty ukazuje, že první radioamatér na světě měl pravdu! Když byla stanice v Poldhu v roce 1937 demolována, Marconiho společnost tam vyzdila granitový obelisk na památku významného místa a události. Dnes tam místní radioklub s názvem Cornish Radio Amateur Club provozuje amatérskou stanici, jejíž provoz v roce 1978 zahájil Marconiho potomek - markýza Marconi se svou dcerou Elettrou, a nyní pravidelně vysílá poslední týden v dubnu během tzv. Marconiho dnů.

## Literatura

- [1] Scritti di Guglielmo Marconi. Reale accademia d'Italia, Řím 1941.
- [2] Antique Radio č. 36. Mose Edizioni, Maser 2000.
- [3] Radio-amater CQ YU. Bělehrad 1998.
- [4] Solari, L.: Marconi, vynálezce a člověk. Orbis, Praha 1942.

Ing. Jiří Peček, OK2QX

# SPÍNANÉ ZDROJE

Ing. Alexandr Krejčířík, CSc.

(Pokračování z KE č. 3/2000)

Pokud volíme vyráběný kondenzátor s nenulovou velikostí ESR (např. s  $ESR = 0,1 \Omega$  pro tantalové kondenzátory), pak musíme volit kapacitu výstupního kondenzátoru větší, např.  $C_{OUT} = 27 \mu F$ .

Výstupní zvlnění má však tři příčiny. První z nich je závislá na zesilení vnitřního komparátoru, resp. na tom, že komparátor potřebuje na své překlopení jisté malé napětí mezi vstupy, a stejně tak i při překlopení zpět. Toto zvlnění lze vypočítat z empirického vztahu, zahrnujícího zesilení komparátoru:

$$U_{OUTp-pK} = K_{Komp} \cdot U_{OUT} / U_{REF} = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 28 / 1,25 = 33,6 \text{ [mV]}.$$

Druhá složka zvlnění je dána nabíjením kondenzátoru  $C_{OUT}$  během doby  $t_1$  a vybíjením kondenzátoru  $C_{OUT}$  během doby  $t_2$ :

$$U_{OUTp-pC} = I_{OUT} \cdot t_1 / C_{OUT} = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 15,5 \cdot 10^{-6} / 27 \cdot 10^{-6} = 28,7 \text{ [mV]}.$$

Poslední složka je dána úbytkem napětí na sériovém ztrátovém odporu  $ESR$  (v náhradním schématu kondenzátoru  $C_{OUT}$ ):

$$U_{OUTp-pESR} = I_{pk} \cdot ESR = 0,442 \cdot 0,1 = 44,2 \text{ [mV]}.$$

Celkové výstupní zvlnění je dáno součtem všech tří složek:

$$U_{OUTp-p}' = U_{OUTp-pK} + U_{OUTp-pC} + U_{OUTp-pESR} = 33,6 + 28,7 + 44,2 = 107 \text{ [mV]} < 140 \text{ [mV]} = U_{OUTp-p}.$$

Z uvedených výpočtů vyplývá, že nemá smysl příliš zvětšovat kapacitu výstupního kondenzátoru  $C_{OUT}$ , pokud současně nevybereme typ s minimalizovanou velikostí  $ESR$ . Složku zvlnění, danou komparátorem, nemůžeme ovlivnit. Výstupní napětí je nastaveno dělicím poměrem děliče z rezistorů  $R_1$ ,  $R_2$  a je:

$$U_{OUT} = U_{REF} \cdot (R_1 + R_2) / R_2,$$

což je jedna rovnice se dvěma neznámými. Musíme tedy volit např. ještě proud děličem  $R_1$ ,  $R_2$  (např.  $I_d = 0,5 \text{ mA}$ ). Potom je odpor rezistoru  $R_2$  dán vztahem:

$$R_2 = U_{REF} / I_d = 1,25 / 0,5 \cdot 10^{-3} = 2500 \text{ } [\Omega],$$

v praxi volíme odpor  $2,2 \text{ k}\Omega / 5 \%$ . Odpor  $R_1$  potom vypočteme ze vztahu:

$$R_1 = R_2 \cdot (U_{OUT} / U_{REF} - 1) = 2200 \cdot (28 / 1,25 - 1) = 47,1 \text{ [k}\Omega],$$

v praxi volíme odpor  $47 \text{ k}\Omega / 5 \%$ .

Chceme-li v tomto zapojení budit tranzistor do saturace (při vstupním napětí  $U_{IN} = 7 \text{ V}$  má  $h_{21E} = 20$ ), pak proud  $I_{B1}$  do jeho báze musí mít velikost:

$$I_{B1} = I_{pkT} / h_{21E} = 0,442 / 20 = 22,1 \text{ [mA]}.$$

Předpokládáme-li současně, že napětí báze-emitor křemíkového tranzistoru je  $U_{BE1} = 0,7 \text{ V}$ , pak rezistorem o odporu  $170 \Omega$  v obvodu báze tranzistoru protéká proud:

$$I_R = U_{BE1} / R = 0,7 / 170 = 4,1 \text{ [mA]}.$$

Součet obou těchto proudů je proudem emitorovým:

$$I_{E2} = I_{B1} + I_R = 22,1 + 4,1 = 26,2 \text{ [mA]}.$$

Protože úbytek napětí na tranzistoru v saturaci je  $U_{CES2} = 0,3 \text{ V}$  a úbytek napětí na rezistoru  $R_{SC}$  je:

$$U_{RSC} = R_{SC} \cdot I_{pk} = 0,5 \cdot 0,442 = 0,221 \text{ [V]},$$

můžeme určit potřebný odpor rezistoru  $R_{C2}$  v kolektoru tranzistoru:

$$R_{C2} = (U_{IN} - U_{CES2} - U_{RSC}) / I_{E2} = (7,0 - 0,3 - 0,22) / 26,2 \cdot 10^{-3} = 248 \text{ } [\Omega],$$

v praxi volíme odpor  $240 \Omega$ .

Výpočet by dále bylo nutno doplnit návrhem cívky (je nutno navrhnout typ a velikost jádra, počet závitů vinutí, průměr vodiče a tloušťku vzduchové mezery proti přesycení), vý-

počtem výkonové ztráty jednotlivých rezistorů a napětovým dimenzováním kondenzátorů.

Základní zapojení zdroje snižujícího napětí (step - down) s obvodem  $\mu A78S40$  je na obr. 116.

Pracovní kmitočet je zvolen kompromisně tak, aby ztráty, které vznikají při přepínání, nebyly zbytečně velké, a aby vypočtená indukčnost cívky nebyla nepřiměřeně velká.

Je požadováno, aby zdroj měl výstupní napětí  $U_{OUT} = +5 \text{ V}$ , výstupní proud  $I_{OUT} = 50 \text{ mA}$ , minimální pracovní kmitočet  $f_{min} = 50 \text{ kHz}$ , jmenovité vstupní napětí  $U_{IN} = 24 \text{ V}$ , minimální vstupní napětí  $U_{INmin} = 21,6 \text{ V}$  (tj.  $-10 \%$ ), zvlnění výstupního napětí  $U_{OUTp-p} = 25 \text{ mV}$  ( $= 0,5 \%$  z  $U_{OUT}$ ).

Z principu funkce uvedeného zapojení vyplývá, že výstupní napětí je:

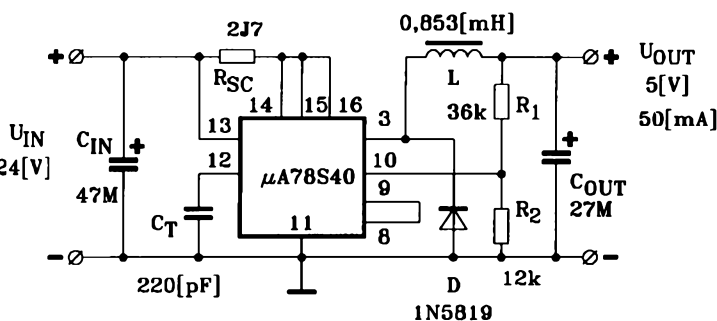
$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot t_1 / (t_1 + t_2).$$

Ze zadaných vlastností zdroje vypočteme poměr intervalu sepnutí ( $t_1$ ) a vypnutí ( $t_2$ ) vnitřního tranzistoru:

$$s_1 = t_1 / t_2 = (U_{OUT} + U_F) / (U_{INmin} - U_{CES} - U_{OUT}) = (5,0 + 0,8) / (21,6 - 0,3 - 5,0) = 0,36.$$

Po dobu  $t_1$  je tranzistor sepnut a proud protéká ze zdroje  $U_{IN}$  přes rezistor  $R_{SC}$ , sepnutý tranzistor a cívku  $L$  do výstupu. Napětí na kondenzátoru  $C_{OUT}$  roste tak dlouho, než na středu děliče z rezistorů  $R_1$  a  $R_2$  (na vývodu 10) se objeví napětí rovné napětí referenčnímu.

V tom okamžiku ( $t_A$ ) se vypne tranzistor  $T_1$  a proud cívky protéká dále přes zátěž a uzavírá se přes diodu  $D$ . Proud cívky přitom klesá, ale napětí na kondenzátoru  $C_{OUT}$  ještě po jistou dobu roste - až do okamžiku  $t_B$ .



Obr. 116. Základní zapojení zdroje snižujícího napětí s obvodem  $\mu A78S40$

Minimální napětí na sepnutém tranzistoru je  $U_{CES}$  a maximální napětí je dáno rozdílem vstupního napětí  $U_{IN}$  a propustného napětí  $U_F$  na diodě. Maximální závěrné napětí  $U_R$  na diodě D, na které ji také dimenzujeme, je  $U_{IN} - U_{CES}$ .

Graficky stejný, jako průběh proudu cívky, je i průběh proudu kondenzátorem. Maxima proudu kondenzátorem jsou  $+I_{pk}/2$  a  $-I_{pk}/2$ . Výstupní zvlnění (nesinusové) se pohybuje okolo své střední (požadované, jmenovité) hodnoty  $\pm U_{pk}$ .

Z hlediska fázových poměrů je vhodné si všimnout, že jmenovitého výstupního napětí (tj.  $U_{OUT}$ ) je dosaženo při maximálním proudu cívky (vliv proudu kondenzátorem  $C_{OUT}$ ). Z časového hlediska platí:

$$t_A - t_0 = t_1/2$$

a také

$$t_B - t_A = t_2/2,$$

tj. po první polovinu doby  $t_1$ , kdy je tranzistor sepnut, výstupní napětí  $U_{OUT}$  ještě klesá a až teprve v druhé polovině intervalu  $t_1$  začne růst. Obdobně je tomu při vypnutí tranzistoru, kdy opět po první polovinu doby  $t_2$  ještě výstupní napětí roste (od  $t_A$  do  $t_B$ ) a klesá až teprve v druhé polovině doby  $t_2$ .

Požadujeme-li pracovní kmitočet spínání  $f_{min} = 50$  kHz, pak doby vypnutí ( $t_2$ ) a sepnutí ( $t_1$ ) tranzistoru musí být dány:

$$t_2 = T - t_1 = 1/f_{min} - t_1 = 1/f_{min} \cdot (1 + s) = 1/5 \cdot 10^{-4} \cdot (1 + 0,36) = 14,7 \text{ } [\mu s]$$

a

$$t_1 = T - t_2 = 20 - 14,7 = 5,3 \text{ } [\mu s].$$

Poměr  $s = t_1/(t_1 + t_2)$  nemůže překročit u obvodu  $\mu A78S40$  velikost  $6/7 = 0,857$ , protože poměr nabíjecího a vybíjecího proudu kondenzátoru  $C_T$  je 6:1.

Maximální velikost doby sepnutí  $t_1$  je dána kapacitou kondenzátoru  $C_T$ , kterou opět vypočteme jako:

$$C_T = 4 \cdot 10^{-5} \cdot t_1 = 4 \cdot 10^{-5} \cdot 5,3 \cdot 10^{-6} = 21,2 \cdot 10^{-11} F = 212 \text{ } [pF],$$

v praxi volíme kapacitu 220 pF.

Maximální proud spínacím tranzistorem je dvojnásobkem požadovaného středního výstupního proudu:

$$I_{pkT} = 2 \cdot I_{OUT} = 2 \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 100 \text{ } [mA].$$

Z maximální velikosti proudu určíme minimální indukčnost cívky:

$$L_{min} = (U_{INmin} - U_{CES} - U_{OUT}) \cdot t_1 / I_{pkT} = (21,6 - 0,3 - 5,0) \cdot 5,3 \cdot 10^{-6} / 0,1 = 853 \text{ } [\mu H].$$

Odpor rezistoru  $R_{SC}$ , který omezuje proud  $I_{pkT}$ , určíme ze vztahů:

$$I_{pkTmax} = (U_{IN} - U_{CES} - U_{OUT}) \cdot t_1 / L_{min} = (24 - 0,3 - 5,0) \cdot 5,3 \cdot 10^{-6} / 853 \cdot 10^{-6} = 115 \text{ } [mA]$$

a

$$R_{SC} = U_A / I_{pkTmax} = 0,33 / 0,115 = 2,86 \text{ } [\Omega],$$

volíme odpor 2,7  $\Omega$  z řady E12.

Velikost  $I_{pkTmax}$  přitom nesmí překročit maximální povolený proud  $I_{CMAX}$ , který je u vnitřního tranzistoru 1,5 A.

Má-li výstupní napětí kolísat okolo velikosti  $U_{OUT}$  s maximálním zvlněním  $U_{OUTp-p}$ , pak musí platit, že náboj  $Q+$ , který je do kondenzátoru  $C_{OUT}$  dodán během doby od  $t_0$  do  $t_B$  se musí rovnat náboji  $Q-$ , který je z kondenzátoru  $C_{OUT}$  odebrán do zátěže po zbytek periody, tj. po dobu  $T - (t_B - t_0)$ .

Protože růst a pokles napětí na kondenzátoru souvisí právě jen s kapacitou kondenzátoru, nabíjecím a vybíjecím proudem a s dobami trvání těchto proudů, můžeme psát na základě klasického vztahu  $Q = C \cdot U = I \cdot t$  rovnici:

$$U_{OUT} = 1/C_{OUT} \cdot \int (i \cdot t) dt = 1/C_{OUT} \cdot \int (i^* \cdot t) dt,$$

kde

$$i \cdot t = I_{pk} \cdot t / t_1 \quad a \quad i^* \cdot t = I_{pk} \cdot t / t_2.$$

Dosazením do předcházejícího vztahu a vypočtením integrálů dostaneme:

$$U_{OUTp-p} = 1/C_{OUT} \cdot I_{pk} \cdot t^2 / (2 \cdot t_1)_{t_0}^{t_A} = 1/C_{OUT} \cdot I_{pk} \cdot t^2 / (2 \cdot t_2)_{t_A}^{t_B},$$

kde stále platí vztahy:

$$t_A - t_0 = t_1/2 \quad a \quad t_B - t_A = t_2/2.$$

Dosazením a úpravou získáme vztah:

$$U_{OUTp-p} = I_{pk} / (8 \cdot C_{OUT} \cdot f_{min}).$$

Z toho minimální kapacita výstupního kondenzátoru  $C_{OUT}$  je opět v ideálním případě (beze ztrát):

$$C_{OUTmin} = I_{pkT} \cdot (t_1 + t_2) / (8 \cdot U_{OUTp-p}) = 0,1 \cdot 20 \cdot 10^{-6} / (8 \cdot 0,025) = 10 \text{ } [\mu F].$$

Při použití skutečného tantalového kondenzátoru s  $ESR = 0,1 \Omega$  však mu-

síme použít kondenzátor o kapacitě  $C_{OUT} = 27 \mu F$ , aby byla splněna podmínka maximálního výstupního zvlnění  $U_{OUTp-p} < 25$  mV.

Výstupní napětí  $U_{OUT} = 5$  V nastavíme opět vnějším děličem z rezistorů  $R_1$  a  $R_2$ , kde, stejně jako v předcházejícím případě, musíme zvolit proud  $I_d$  děličem.

S ohledem na velikost výstupního proudu  $I_{OUT} = 50$  mA volíme proud  $I_d = 0,1$  mA, při kterém obvod ještě spolehlivě pracuje. Pro odpor rezistoru  $R_2$  pak platí:

$$R_2 = U_{REF} / I_d = 1,25 / 1 \cdot 10^{-4} = 12,5 \cdot 10^3 \text{ } [\Omega],$$

volíme odpor 12 k $\Omega$  z řady E12.

Horní odpor děliče pak spočteme z požadovaného výstupního napětí:

$$R_1 = R_2 \cdot (U_{OUT} / U_{REF} - 1) = 12 \cdot 10^3 \cdot (5,0 / 1,25 - 1) = 36 \cdot 10^3 \text{ } [\Omega].$$

Zapojení invertujícího zdroje s obvodem  $\mu A78S40$  je na obr. 117.

Při sepnutí spínače S, realizovaného vnitřním tranzistorem, prochází proud cívku L, v jejímž magnetickém poli se naakumuluje energie.

Po vypnutí tranzistoru pokračuje proud cívku stejným směrem do zátěže, na které vytváří napětí záporné polarity vůči společné zemní svorce.

Zásadním rozdílem oproti předcházejícím zapojením je to, že dioda D musí být použita vnější, zatímco v předcházejících příkladech zdrojů zvyšujících nebo snižujících napětí bylo možno použít diodu D integrovanou uvnitř obvodu (mezi vývody 1 a 2), samozřejmě s omezením závěrného napětí.

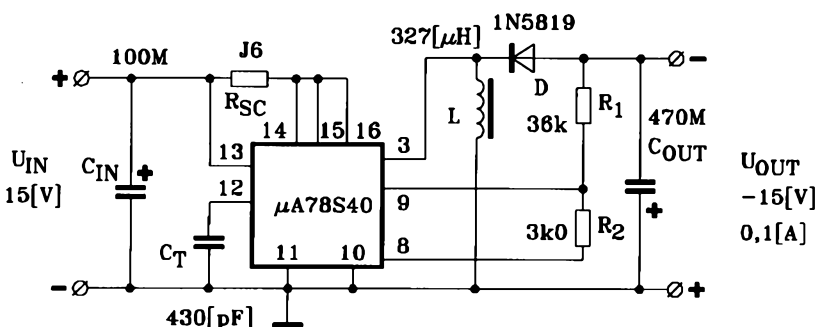
Zapojení na obr. 117 je navrženo pro výstupní napětí  $U_{OUT} = -15$  V, výstupní proud  $I_{OUT} = 100$  mA, minimální kmitočet  $f_{min} = 50$  kHz, minimální vstupní napětí  $U_{INmin} = 13,5$  V a pro zvlnění výstupního napětí  $U_{OUTp-p} = 75$  mV.

Pro velikost invertovaného výstupního napětí platí rovnost:

$$(U_{IN} - U_{CES}) \cdot t_1 = (-U_{OUT} + U_F) \cdot t_2$$

a po úpravě:

$$t_1/t_2 = (-U_{OUT} + U_F) / (U_{IN} - U_{CES}) = (15 + 0,8) / (13,5 - 0,3) = 1,24.$$



Obr.117. Invertující zdroj s obvodem  $\mu A78S40$

Z tohoto poměru a z požadovaného kmitočtu určíme  $t_1 = 11,1 \mu s$  a  $t_2 = 8,9 \mu s$ . Kapacita kondenzátoru  $C_T$  je:

$$C_T = 4 \cdot 10^{-5} \cdot t_1 = 4 \cdot 10^{-5} \cdot 11,1 \cdot 10^{-6} = 444 \cdot 10^{-12} = 440 \text{ [pF]},$$

volíme kapacitu 430 pF. Špičkový proud je:

$$I_{pkT} = 2 \cdot I_{OUT} \cdot (t_1/t_2 + 1) = 2 \cdot 0,1 \cdot (1,24 + 1) = 0,448 \text{ [A]}.$$

Odpovídající minimální indukčnost cívky vypočteme jako:

$$L_{min} = (U_{INmin} - U_{CES}) \cdot t_1 / I_{pkT} = (13,5 - 0,3) \cdot 11,1 \cdot 10^{-6} / 0,448 = 327 \text{ [μH]}.$$

Odpor rezistoru  $R_{SC}$  je dán maximální velikostí špičkového proudu  $I_{pk}'$ , která se vyskytne při maximálním vstupním napětí  $U_{INMAX} = 16,5 \text{ V}$  (tj. při zvětšení vstupního napětí  $U_{IN}$  o 10 %):

$$I_{pk}' = (U_{INMAX} - U_{CES}) \cdot t_1 / L_{min} = (16,5 - 0,3) \cdot 11,1 \cdot 10^{-6} / 327 \cdot 10^{-6} = 0,55 \text{ [A]},$$

$$R_{SC} = U_A / I_{pk}' = 0,33 / 0,55 = 0,6 \text{ [Ω]}.$$

Kapacita ideálního kondenzátoru  $C_{OUT}$  se vypočte z výstupního zvlnění:

$$C_{OUT} = I_{OUT} \cdot t_1 / U_{OUTp-p} = 0,1 \cdot 11,1 \cdot 10^{-6} / 75 \cdot 10^{-3} = 14,8 \text{ [μF]},$$

s rezervou volíme mnohem větší kapacitu 470 μF.

Skutečné zvlnění výstupního napětí při  $ESR = 0,1 \Omega$  se vypočte opět jako součet tří složek:

$$U_{OUTp-p} = -U_{OUT} \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} / U_{REF} + I_{OUT} \cdot t_1 / C_{OUT} + I_{pk} \cdot ESR = 15 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} / 1,25 + 0,1 \cdot 11,1 \cdot 10^{-6} / 470 \cdot 10^{-6} + 0,448 \cdot 0,1 = 18 + 2,4 + 44,8 = 65,2 \text{ [mV]}.$$

Výstupní napětí je nastaveno děličem z rezistorů  $R_1$  a  $R_2$ , kde spodní konec děliče není spojen se zemí, ale s referenčním napětím  $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$  (s vývodem 8 integrovaného obvodu μA78S40).

Invertující vstup vnitřního komparátoru je spojen se zemí a střed děliče s neinvertujícím vstupem komparátoru. Bude-li na výstupu, tj. na horním konci rezistoru  $R_1$  napětí právě  $U_{OUT}$ , bude na středu děliče napětí  $U_s$  o velikosti 0 V, tj. komparujeme napětí na středu děliče s nulovým napětím na vývodu 10. Aby tyto úvahy platily, musí být pro odpory rezistorů  $R_1$  a  $R_2$  splněna rovnice:

$$-U_{OUT} / U_{REF} = R_1 / R_2.$$

Při zvoleném proudu děličem  $I_d = 0,4 \text{ mA}$  je odpor rezistoru  $R_2$ :

$$R_2 = U_{REF} / I_d = 1,25 / 0,4 \cdot 10^{-3} = 3125 \text{ [Ω]},$$

volíme odpor 3 kΩ 5 % z řady E24.

Odpor horního rezistoru  $R_1$  děliče se vypočte:

$$R_1 = -U_{OUT} \cdot R_2 / U_{REF} = 15 \cdot 3 \cdot 10^3 / 1,25 = 36 \cdot 10^3 \text{ [Ω]},$$

což je přímo odpor z řady E24.

Má-li výstupní tranzistor proudové zesílení  $h_{21E} = 35$  pro vstupní napětí  $U_{CEM} = 13,5 \text{ V}$ , pak z proudu  $I_{pkT} = 0,448 \text{ A}$  poteče kolektorem tranzistoru proud asi  $I_{C2} = 0,43 \text{ A}$  a bázi tranzistoru proud  $I_B = 13 \text{ mA}$ . Rezistorem o odporu  $170 \Omega$ , který je zapojen v obvodu báze, poteče proud:

$$I_R = U_{BE} / R = 0,8 / 170 = 4,7 \text{ [mA]}.$$

Emitorem tranzistoru poteče součet proudu báze a proudu  $I_R$ , tedy:

$$I_{E2} = 13 + 4,7 = 17,7 \text{ [mA]}.$$

Kolektorem tranzistoru poteče prakticky stejný proud  $I_C \sim I_E = 17,7 \text{ mA}$ . Součet obou proudů má velikost:

$$0,43 + 0,0177 = 0,4477 \text{ [A]}.$$

Napětí  $U_{OUT}$  na výstupu roste během doby, kdy je vnitřní tranzistor vypnut a klesá v době, kdy je tranzistor sepnut. Maximum výstupního napětí je v okamžiku sepnutí a minimum v okamžiku vypnutí tranzistoru.

Průběh výstupního zvlnění není sinusový, dokonce ani symetrický okolo své střední hodnoty, kterou je  $U_{OUT}$ . Opět kolísání napětí ve výstupním bodě je podmínkou správné funkce obvodu (vnitřního komparátoru).

Ve všech předcházejících zapojeních bylo upozorňováno, že jistá minimální velikost zvlnění  $U_{OUTp-p}$  výstupního napětí  $U_{OUT}$  je pro správnou činnost obvodu nezbytná. Jinak by se totiž nepřeklápěl komparátor. Pokud však potřebujeme vytvořit zdroj s výstupním zvlněním větším, je nutno výstupní zvlnění před zavedením na vstup

komparátoru zesílit. K tomuto účelu je vhodné využít vnitřní operační zesilovač OZ.

Takto modifikované zapojení pro obvod μA78S40 je na obr. 118.

Zdroj na obr. 118 zvyšuje vstupní napětí  $U_{IN} = 9 \text{ V}$  na výstupní napětí  $28 \text{ V}$  při zvlnění  $U_{OUTp-p} = 140 \text{ mV}$ .

Pokud bude požadováno výstupní zvlnění menší než  $33,6 \text{ mV}$  ( $33,6 \text{ mV}$  je hystereze komparátoru, přepočtená na výstup), můžeme vřadit do zpětné vazby mezi střed děliče  $R_1$ ,  $R_2$  a vstup komparátoru vnitřní OZ se zesílením  $A_{uOZ} = 2,5 \cdot 10^5$ . Pak může být výstupní zvlnění (z hlediska požadavku komparátoru):

$$U_{OUTp-pmin} = K_{komp} \cdot U_{OUT} / (U_{REF} \cdot A_{uOZ}) = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 28 / (1,25 \cdot 2,5 \cdot 10^5) = 1,3 \cdot 10^{-7} \text{ [V]} = 0,13 \text{ [μV]},$$

což je hodnota zcela zanedbatelná.

Potom o velikosti zvlnění rozhoduje pouze velikost kapacity výstupního kondenzátoru a velikost jeho ESR.

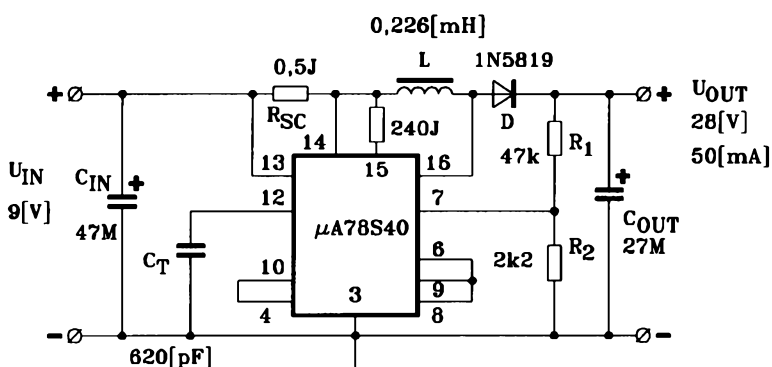
Pro hodnoty součástek na obr. 118 je celkové zvlnění je dáno vztahem:

$$U_{OUTp-p}' = U_{OUTp-pK} + U_{OUTp-pC} + U_{OUTp-pESR} = 0,00013 + 28,7 + 44,2 = 72,9 \text{ [mV]}.$$

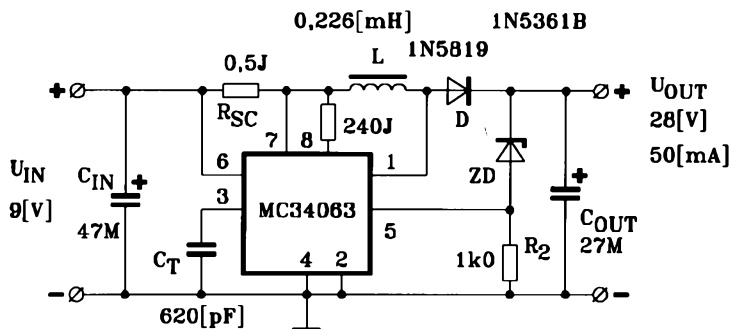
Pokud potřebujeme dále výrazně zmenšit výstupní zvlnění, je vhodnější realizovat kondenzátor o kapacitě  $27 \mu F$  tak, že paralelně spojíme více kondenzátorů o menší kapacitě. Tím sice zůstane zachována velikost složky  $U_{OUTp-pC}$ , ale podstatně se zmenší složka  $U_{OUTp-pESR}$ . Platí totiž, že velikost ESR je více méně daná typovou řadou vyráběných kondenzátorů a nikoliv jejich kapacitou.

Má-li tedy jeden kondenzátor o kapacitě  $27 \mu F$  ESR o velikosti  $0,1 \Omega$ , pak, nahradíme-li jej pěti paralelně zapojenými kondenzátory o kapacitách  $5 \mu F$ , z nichž každý má ESR =  $0,1 \Omega$ , je výsledná velikost ESR =  $0,02 \Omega$  a výstupní zvlnění je:

$$U_{OUTp-p}' = U_{OUTp-pK} + U_{OUTp-pC} + U_{OUTp-pESR} = 0,00013 + 28,7 + I_{pk} \cdot ESR = 0,442 \cdot 0,02 = 28,7 + 8,8 = 37,5 \text{ [mV]}.$$



Obr. 118. Zdroj s obvodem μA78S40, ve kterém je zmenšeno minimální výstupní zvlnění



Obr. 119. Omezení velikosti výstupního zvlnění pomocí Zenerovy diody

Pokud by i tato velikost zvlnění byla větší, než je požadovaná velikost zvlnění výstupního napětí, je nutno zvětšovat kapacitu kondenzátorů  $C_{OUT}$ .

Vlastní vřazení OZ do cesty výstupního zvlnění se provede tak, že se spojí střed děliče  $R_1$ ,  $R_2$  s invertujícím vstupem OZ (s vývodem 7) a neinvertující vstup OZ se spojí s referenčním napětím (vývod 6 se spojí s vývodem 8, který zůstává spojen s vývodem 9, což je neinvertující vstup komparátoru).

## MC34063

Obvod MC34063, který je zjednodušenou verzí obvodu  $\mu A78S40$ , neobsahuje vnitřní OZ.

Přesto však lze i u tohoto obvodu získat menší výstupní zvlnění, než odpovídá vypočtenému zvlnění (výpočet zvlnění pro obvod MC34063 je stejný jako pro obvod  $\mu A78S40$ ). Na místě rezistoru  $R_1$  výstupního děliče použijeme Zenerovu diodu, která má Zenerovo napětí  $U_{ZD}$ , a využijeme různého dělicího poměru takového děliče pro stejnosměrnou a pro střídavou složku výstupního napětí (obr. 119).

Pro stejnosměrnou složku  $U_{OUT}$  výstupního napětí platí:

$$U_{ZD} = U_{OUT} - U_{REF}$$

Pro střídavou složku (zvlnění)  $U_{OUT-p-p}$  výstupního napětí se uplatní malý dynamický odpor  $R_{stfZD}$  Zenerovy diody a dělicí poměr děliče je:

$$p_{stf} = U_{OUT-p-p} / U_{5p-p} = (R_{stfZD} + R_2) / R_2$$

kde  $U_{5p-p}$  je zvlnění na vývodu 5 IO.

Číselně lze pokles zvlnění při použití Zenerovy diody dokumentovat opět na případě předcházejícího zdroje s výstupním napětím  $U_{OUT} = 28V$ .

V první řadě je nutno použít Zenerovu diodu se Zenerovým napětím:

$$U_{ZD} = U_{OUT} - U_{REF} = 28 - 1,25 = 26,75 [V]$$

volíme např. typ 1N5361B.

Volbou odporu rezistoru  $R_2$  o velikosti 1 k $\Omega$  vlastně volíme proud děličem se Zenerovou diodou:

$$I_d = U_{REF} / R_2 = 1,25 / 1 \cdot 10^3 = 1,25 [mA]$$

Tento proud musí být zvolen tak, aby pracovní bod ZD ležel dostatečně

daleko za kolenem její charakteristiky v závěrném směru.

Dynamický (střídavý) odpor Zenerovy diody typu 1N5361B je podle katalogu  $R_{stfZD} = 2 \Omega$ . Střídavá složka výstupního napětí (zvlnění) je při přenosu z výstupu na vývod 5 IO (na vstup komparátoru u obvodu MC34063) zeslabena v poměru:

$$p_{stf} = U_{OUT-p-p} / U_{5p-p} = (R_{stfZD} + R_2) / R_2 = (2 + 1000) / 1000 = 1,002$$

tj. téměř zeslabena není.

Z toho vyplývá, že zvlnění se na svorku přenáší v přibližně shodné velikosti, jako je na výstupu, a v případě výpočtu s ohledem na potřebné napětí pro překlopení komparátoru platí:

$$U_{OUT-p-p} = K_{Komp} p_{stf} = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,002 = 1,5 \cdot 10^{-3} V = 1,5 [mV]$$

Z uvedeného výpočtu vyplývá, že i bez použití OZ lze zmenšit výstupní zvlnění z 33,6 mV na 1,5 mV, tj. 22,4x. Toto zmenšení je vlastně dáno poměrem výstupního a referenčního napětí ( $U_{OUT} / U_{REF} = 28 / 1,25 = 22,4$ ). Z toho je vidět, že použít Zenerovu diodu ke zmenšení zvlnění je vhodné pouze tehdy, když je splněna nerovnost  $U_{OUT} \gg U_{REF}$ . Jinak je tato metoda neúčinná.

Ne vždy vyhoví maximální povolený proud spínacího tranzistoru v obvodech  $\mu A78S40$  a MC34063. V těchto případech je nutné připojit k IO vnější spínací tranzistor a vnitřní tranzistor použít pouze jako budicí.

Přitom je možno použít několika obvodových řešení s různými typy tran-

zistorů. Pro zdroj, který snižuje napětí, lze použít zapojení s vnějším tranzistorem NPN (obr. 120).

Vnější tranzistor je s vnitřním tranzistorem zapojen jako Darlingtonova kombinace. Výsledný maximální proud je dán typem vnějšího tranzistoru - jeho povoleným proudem  $I_{CMAX}$ . Podle velikosti  $I_{CMAX}$  se pak vypočte potřebný odpor rezistoru  $R_{SC}$ , protože v tomto zapojení je hlídán úbytkem napětí na rezistoru  $R_{SC}$  proud výkonovým vnějším tranzistorem. Vnější rezistor  $R_B$  zvětšuje napětí  $U_{CEMAX}$  vnějšího tranzistoru (nad  $U_{CE0}$ ) a zmenšuje zesílení Darlingtonovy trojice tranzistorů, aby se obvod nerozkmítal vlivem nadměrného zesílení. Odpor rezistoru  $R_B$  je možné volit např. v oblasti desítek až stovek ohmů. Zapojení na obr. 120 se užívá v případech, kdy je maximální proud větší než 1,5 A.

Zvětšit výstupní proud zdroje, který snižuje napětí, lze i s použitím vnějšího tranzistoru PNP (obr. 121).

Jediným problémem při užití tranzistoru PNP je zabezpečit, aby při sepnutí vnitřního tranzistoru spínal i vnější tranzistor.

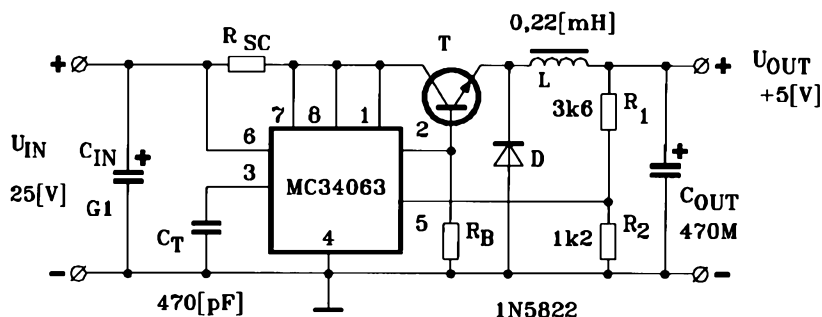
V zapojení na obr. 121 je to zabezpečeno rezistory  $R_3$  a  $R_4$ . Pokud je vnitřní tranzistor  $T_1$  vypnut, pak nemůže procházet proud ve smyčce, tvořené zdrojem napájecího napětí  $U_{IN}$ , rezistorem  $R_{SC}$ , emitorem  $T_1$ , bází  $T_1$ , rezistorem  $R_4$ , kolektorem vnitřního tranzistoru  $T_1$  (vývod 1), emitorem vnitřního tranzistoru  $T_1$  (vývod 2) a zemí. Rezistor  $R_3$  zabezpečuje, aby vnější tranzistor  $T$  nesesnul vlivem zbytkového proudu  $I_{CE0}$  tranzistoru  $T_1$ . Volba odporu rezistoru  $R_3$  není kritická, stačí volit odpor v rozsahu stovek ohmů (např. 120  $\Omega$ ).

Rezistor  $R_4$  omezuje kolektorový proud tranzistoru  $T_1$ , který by jinak byl proudově přetížen. Pro volbu odporu rezistoru  $R_4$  musí platit:

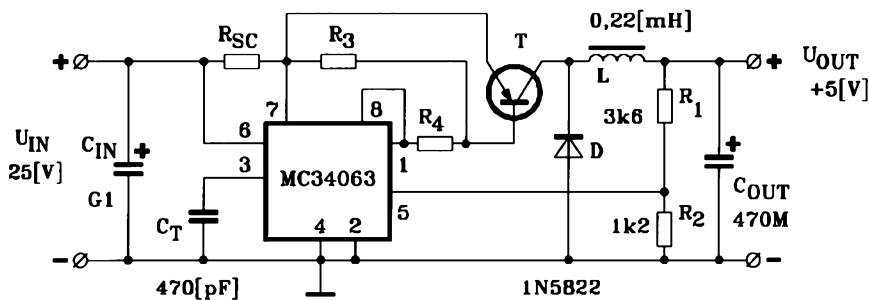
$$R_4 > (U_{IN} - U_{RSC} - U_{BEPNP} - U_{CEST1}) / I_{CE1MAX} = (25 - 0,33 - 0,7 - 0,3) / 1,5 = 15,8 [\Omega]$$

a současně:

$$R_4 < (U_{IN} - U_{RSC} - U_{BEPNP} - U_{CEST1}) / (I_{BPNPmin} + U_{BEPNP} / R_3) = (25 - 0,33 - 0,7 - 0,3) / (I_C / h_{21ET} + 0,7 / R_3) =$$



Obr. 120. Zdroj snižující napětí s posílením výstupního proudu vnějším spínacím tranzistorem NPN



Obr. 121. Zdroj snižující napětí s posílením výstupního proudu vnějším spínacím tranzistorem PNP

$$= 23,7/(5/20 + 0,7/120) =$$

$$= 23,7/(0,25 + 0,006) = 92,5 \text{ } [\Omega]$$

Uvedený výpočet platí pro vnější tranzistor T s parametrem  $h_{21E} = 20$  při proudu  $I_C = 5 \text{ A}$  a při  $U_{BEPNP} = 0,7 \text{ V}$ .

Z úzkého rozmezí možné velikosti odporu rezistoru  $R_4$  vyplývá nutnost dobré znalosti zejména parametru  $h_{21E}$  vnějšího tranzistoru T při požadované velikosti proudu  $I_C$  (obvykle je nutné  $h_{21E}$  změřit, katalogový údaj nestačí).

Podobně jednoduché je posílení výstupního proudu vnějším tranzistorem NPN u zdroje, který zvyšuje napětí (obr. 122).

Vnější tranzistor T opět tvoří s vnitřními tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  Darlingtonovo zapojení a buzení vnějšího tranzistoru nepřináší žádné potíže. Odpor rezistoru  $R_B$  se volí stejně jako v předcházejícím případě.

V případě invertujícího zdroje je posílení výstupního proudu vnějším tranzistorem T obvodově nenáročné, užije-li se NPN tranzistor (obr. 123).

Rezistor  $R_B$  má opět stejnou funkci jako v předcházejících zapojeních. Nezvykle je zapojen pouze obvod pro nastavení výstupního napětí, tj. odporový dělič  $R_1, R_2$ . Protože je vnitřní neinvertující vstup komparátoru obvodu MC34063 spojen uvnitř struktury s referenčním napětím  $+1,25 \text{ V}$ , můžeme spojit vývod 4 (GND) přímo s výstupním napětím  $U_{OUT} = -12 \text{ V}$  a střed děliče  $R_1, R_2$  s invertujícím vstupem komparátoru (vývod 5). Vnitřní zem obvodu MC34063 má potom potenciál výstupního napětí, tedy  $U_{GND} = U_{OUT} = -15 \text{ V}$ . Neinvertující vstup komparátoru má potenciál o  $U_{REF}$  kladnější, tj.  $U_+ = -13,75 \text{ V}$ .

S napětím  $U_+$  proti zemi je porovnáváno napětí na rezistoru  $R_2$ :

$$U_{R2} = U_+ - V_o = V_+ - V_o = -13,75 \text{ [V]}.$$

Je-li tedy na děliči  $R_1, R_2$  napětí  $U_{OUT} = -15 \text{ V}$  a na rezistoru  $R_2$  napětí  $U_{R2} = -12,75 \text{ V}$ , musí platit:

$$U_{OUT}/U_{REF} = (R_1 + R_2)/R_1.$$

To je opět jedna rovnice pro dvě neznámé. Volíme tedy proud výstupním děličem např.  $I_d = 1,25 \text{ mA}$  a vypočteme  $R_1$ :

$$R_1 = U_{REF}/I_d = 1,25/1,25 \cdot 10^{-3} = 1 \text{ [k}\Omega\text{]}.$$

S ohledem na konečné překlápěcí napětí komparátoru volíme raději  $R_1 = 953 \text{ } \Omega$ .

Odpor rezistoru  $R_2$  vypočteme jako:

$$R_2 = U_{R2}/I_d = 13,75/1,25 \cdot 10^{-3} =$$

$$= 11 \cdot 10^3 \text{ } [\Omega] = 11 \text{ [k}\Omega\text{]}.$$

Invertující zdroj lze posílit i vnějším tranzistorem PNP, ale opět je řešení složitější. Složitější je nejen výpočet, ale musíme též znát parametry vnějšího tranzistoru v použitém pracovním bodě. Zejména v případě, kdy je zatěžovací proud proměnný, není zapojení s vnějším tranzistorem PNP vhodné.

Jsou případy, kdy požadované výstupní napětí má takovou velikost, že při kolísání vstupního napětí (vybití baterie) je nutné, aby se zdroj někdy choval jako zvyšující napětí a jindy jako snižující napětí. Takový stav je řešen v zapojení na obr. 124.

Vstupní napětí zde kolísá v rozmezí od  $7,5$  do  $14,5 \text{ V}$  a výstupní

napětí  $U_{OUT} = 10 \text{ V}$  leží uvnitř tohoto intervalu.

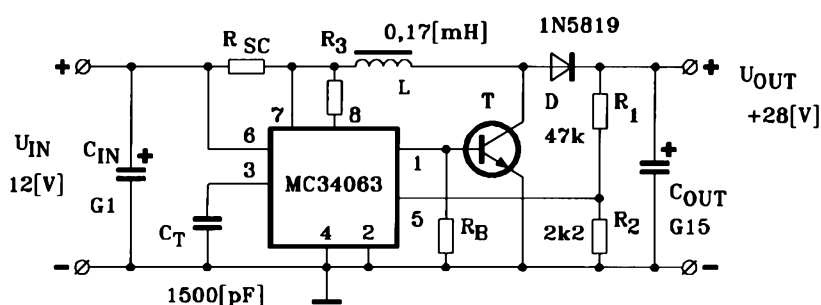
V zapojení se využívají ke spínání dva tranzistory současně - vnitřní tranzistor  $T_1$  a vnější tranzistor T (PNP).

V okamžiku, kdy spínají vnitřní tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ , spíná i vnější tranzistor T, který je zapojen v sérii s cívkou L. Vnitřní tranzistor  $T_1$  spojuje při svém sepnutí pravý konec cívky L se zemí a tak uzavírá okruh pro proud cívkou. Průtokem proudu se v magnetickém poli cívky nahromadí energie, která je v okamžiku vypnutí tranzistorů  $T_1$  a T předávána proudem, tekoucím přes diodu  $D_2$ , do výstupního obvodu (a do kondenzátoru  $C_{OUT}$ ). Dioda  $D_1$  umožňuje, aby se tento proud uzavřel při vypnutí tranzistoru T.

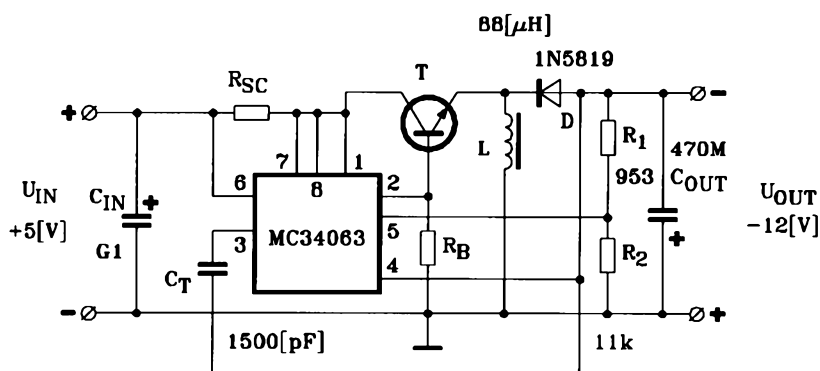
Rezistor  $R_3$  opět, jako v předcházejících případech, zabraňuje sepnutí tranzistoru T zbytkovým proudem tranzistoru  $T_2$ . Rezistor  $R_4$  omezuje velikost proudu bázi tranzistoru T na velikost, kdy sice tranzistor T bezpečně sepne, ale není v saturaci zbytečně přesycován.

Parametry obvodu lze dokumentovat jednoduchým popisem zatěžovacích stavů:

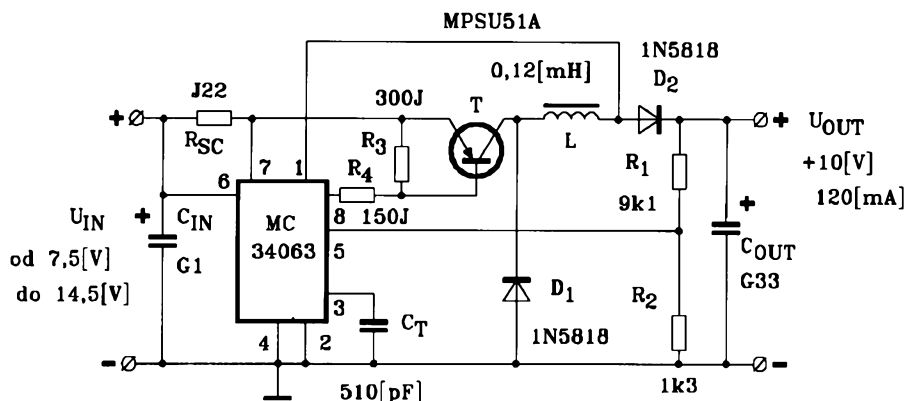
- Při změně velikosti vstupního napětí z  $U_{INmin} = 7,5 \text{ V}$  na  $U_{INmax} = 14,5 \text{ V}$  a při zatížení výstupu konstantním proudem  $I_{OUT} = 120 \text{ mA}$  se změní výstupní napětí o  $22 \text{ mV}$ .
- Při změně velikosti výstupního proudu z  $I_{OUTmin} = 10 \text{ mA}$  na  $I_{OUTmax} = 120 \text{ mA}$  při vstupním napětí  $U_{IN} = 12,6 \text{ V}$  se změní výstupní napětí o  $3 \text{ mV}$ .
- Zvlnění výstupního napětí při vstupním napětí  $U_{IN} = 12,6 \text{ V}$ , při vý-



Obr. 122. Zdroj zvyšující napětí s posílením výstupního proudu vnějším spínacím tranzistorem NPN



Obr. 123. Invertující zdroj s posílením výstupního proudu vnějším spínacím tranzistorem NPN



Obr. 124. Zdroj snižující i zvyšující vstupní napětí s posílením výstupního proudu vnějším spínacím tranzistorem NPN

stupním proudu  $I_{OUT} = 120 \text{ mA}$  a při hodnotách součástek podle obr. 124 je menší než  $U_{OUTP-p} = 95 \text{ mV}$ .

d) Výstupní zkratový proud zdroje je  $I_{MAX} = 1,54 \text{ A}$  při vstupním napětí  $U_{IN} = 12,6 \text{ V}$  a při odporu cívky  $R_L = 0,1 \Omega$ .

e) Účinnost zdroje je lepší než 74 % při vstupním napětí v rozmezí od 7,5 do 14,5 V a při výstupním proudu 120 mA.

Aby byly dosaženy uvedené parametry, má ESR kondenzátoru  $C_{OUT}$  velikost 0,12  $\Omega$  a tranzistor T typu MPSU51A má při vstupním napětí 7,5 V proudové zesílení  $h_{21E} = 20$ .

Při výpočtu zdroje vycházíme z požadovaného rozmezí vstupních napětí  $U_{INmin} = 7,5 \text{ V}$  až  $U_{INMAX} = 14,5 \text{ V}$ , z výstupního napětí  $U_{OUT} = 10 \text{ V}$ , z požadovaného výstupního proudu  $I_{OUT} = 120 \text{ mA}$ , z minimálního spínacího kmitočtu  $f_{min} = 50 \text{ kHz}$  a z maximálního zvlnění  $U_{OUTP-p} = 100 \text{ mV}$  výstupního napětí.

Poměr dob spínání je:

$$\begin{aligned} t_1/t_2 &= (U_{IN} + U_{FD1} + U_{FD2}) / \\ &/ (U_{INmin} - U_{CEST} - U_{CEST1}) = \\ &= (10 + 0,6 + 0,6) / (7,5 - 0,8 - 0,8) = 1,9. \end{aligned}$$

Pro konstantní kmitočty spínání platí:

$$T = t_1 + t_2 = 1/f_{min} = 1/5 \cdot 10^4 = 20 \text{ } [\mu\text{s}].$$

Z těchto rovnic určíme:

$$\begin{aligned} t_2 &= T / (t_1/t_2 + 1) = \\ &= 20 \cdot 10^{-6} / (1,9 + 1) = 6,9 \text{ } [\mu\text{s}] \end{aligned}$$

a

$$t_1 = T - t_2 = 20 - 6,9 = 13,1 \text{ } [\mu\text{s}].$$

Kapacita časovacího kondenzátoru je:

$$\begin{aligned} C_T &= 4 \cdot 10^{-5} \cdot t_1 = 4 \cdot 10^{-5} \cdot 13,1 \cdot 10^{-6} = \\ &= 524 \cdot 10^{-12} \text{ } [\text{F}] = 524 \text{ } [\text{pF}], \end{aligned}$$

volíme kapacitu 510 pF z řady E24.

Špičkový proud se určí ze vztahu:

$$I_{pKT} = 2 \cdot I_{OUT} \cdot (t_1/t_2 + 1) =$$

$$= 2 \cdot 0,12 \cdot (1,9 + 1) = 0,696 \text{ } [\text{A}].$$

Vypočtenou velikostí špičkového proudu je určena minimální indukčnost cívky L:

$$\begin{aligned} L_{min} &= (U_{INmin} - U_{CEST1} - U_{CEST}) \cdot t_1 / I_{pKT} = \\ &= (7,5 - 0,8 - 0,8) \cdot 13,1 \cdot 10^{-6} / 0,696 = \\ &= 111 \cdot 10^{-6} \text{ } [\text{H}] = 111 \text{ } [\mu\text{H}], \end{aligned}$$

volíme indukčnost  $L = 120 \mu\text{H}$ .

Odpor rezistoru  $R_{SC}$ , který omezuje velikost proudu, volíme na základě výpočtu maximálního možného špičkového proudu, který protéká při maximálním vstupním napětí. Špičková velikost proudu je:

$$\begin{aligned} I_{pKT}' &= (U_{INMAX} - U_{CEST1} - U_{CEST}) \cdot t_1 / L = \\ &= (14,5 - 0,8 - 0,8) \cdot 13,1 \cdot 10^{-6} / 120 \cdot 10^{-6} = \\ &= 1,41 \text{ } [\text{A}]. \end{aligned}$$

Odpor rezistoru  $R_{SC}$  se vypočte ze vztahu:

$$R_{SC} = U_A / I_{pKT}' = 0,33 / 1,41 = 0,23 \text{ } [\Omega],$$

volíme odpor 0,22  $\Omega$  z řady E12.

Minimální kapacita ideálního kondenzátoru  $C_{OUT}$  se vypočte z požadovaného výstupního zvlnění  $U_{OUTP-p}$  a z požadovaného výstupního proudu  $I_{OUT}$  jako:

$$\begin{aligned} C_{OUT} &= I_{OUT} \cdot t_1 / U_{OUTP-p} = \\ &= 0,12 \cdot 13,1 \cdot 10^{-6} / 0,1 = \\ &= 15,7 \cdot 10^{-6} \text{ } [\text{F}] = 15,7 \text{ } [\mu\text{F}]. \end{aligned}$$

Reálný kondenzátor však musíme volit s kapacitou nejméně  $C_{OUT} = 330 \mu\text{F}$  a s velikostí ESR = 0,12  $\Omega$ .

Požadovaná velikost ESR je dána vztahem:

$$\begin{aligned} ESR &< (U_{OUTP-p} - I_{OUT} \cdot t_1 / C_{OUT} - \\ &- U_{OUT} \cdot K_{Komp} / U_{REF}) / I_{pKT} = \\ &= (0,1 - 0,12 \cdot 13,1 \cdot 10^{-6} / 330 \cdot 10^{-6} - \\ &- 10 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} / 1,25) / 0,696 = \\ &= (100 \cdot 10^{-3} - 4,8 \cdot 10^{-3} - 12 \cdot 10^{-3}) / 0,696 = \\ &= 0,12 \text{ } [\Omega]. \end{aligned}$$

Výstupní napětí  $U_{OUT} = 10 \text{ V}$  je nastaveno opět děličem  $R_1, R_2$ , kde nejprve volíme proud tímto děličem např.  $I_d = 1 \text{ mA}$ :

$$\begin{aligned} R_2 &= U_{REF} / I_d = 1,25 / 1 \cdot 10^{-3} = \\ &= 1,25 \cdot 10^3 \text{ } [\Omega], \end{aligned}$$

volíme odpor 1,3 k $\Omega$  z řady E24.

Odpor horního rezistoru  $R_1$  je dán:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 \cdot (U_{OUT} / U_{REF} - 1) = \\ &= 1300 \cdot (10 / 1,25 - 1) = \\ &= 1300 \cdot 7 = 9,1 \cdot 10^3 \text{ } [\Omega], \end{aligned}$$

volíme odpor 9,1 k $\Omega$  přímo z řady E24.

Proud báze tranzistoru T pro jeho sepnutí musí být minimálně:

$$\begin{aligned} I_B &= I_{pKT} / h_{21E} = 0,69 / 20 = \\ &= 35 \cdot 10^{-3} \text{ } [\text{A}] = 35 \text{ } [\text{mA}]. \end{aligned}$$

Odpor rezistoru  $R_3$  volíme tak, aby zbytkový proud  $I_{CE0}$  tranzistoru  $T_2$  na něm vyvolal úbytek napětí  $U_{BE}$  podstatně menší než 0,8 V a tranzistor T byl spolehlivě uzavřen. Odpor rezistoru  $R_3$  volíme v oblasti stovek ohmů, např.  $R_3 = 300 \Omega$ . Pro sepnutí tranzistoru T potom však potřebujeme větší proud než je  $I_B$ , a to o proud rezistorem  $R_3$ , který je:

$$I_{R3} = U_{BE} / R_3 = 0,8 / 300 = 3 \text{ } [\text{mA}].$$

Odpor rezistoru  $R_4$  musí zaručit spolehlivé sepnutí tranzistoru T při sepnutí tranzistoru  $T_2$ :

$$\begin{aligned} R_4 &< (U_{INmin} - U_{CEST2} - U_{RSC} - U_{BE}) / (I_{R3} + I_B) = \\ &= (7,5 - 0,8 - 0,15 - 0,8) / (935 \cdot 10^{-3} + 3 \cdot 10^{-3}) = \\ &= 151 \text{ } [\Omega]. \end{aligned}$$

Současně proud, který protéká rezistorem  $R_4$  při sepnutí tranzistoru  $T_2$ , nesmí překročit maximální povolený kolektorový proud  $I_{CT2MAX}$  tranzistoru  $T_2$  i maximální povolený proud báze  $I_{BTMAX}$  tranzistoru T. Pro výpočet volíme menší z nich ( $I_{MAX}$  je minimum z  $I_{CT2MAX} = 50 \text{ mA}$  a  $I_B = 50 \text{ mA}$ ):

$$\begin{aligned} R_4 &> (U_{IN} - U_{RSC} - U_{BE} - U_{CEST2}) / I_{MAX} = \\ &= (14,5 - 0,33 - 0,8 - 0,15) / 0,05 = \\ &= 26,5 \text{ } [\Omega]. \end{aligned}$$

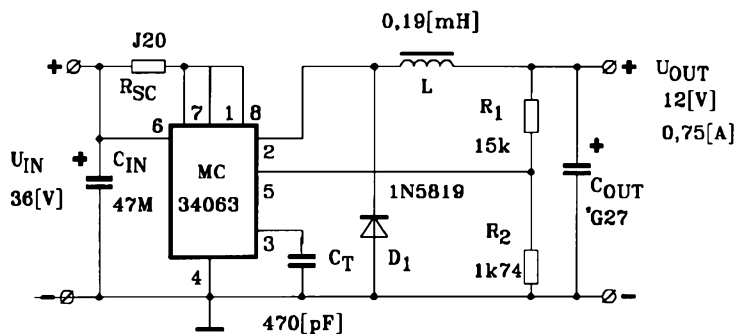
V uvedeném rozmezí volíme např. odpor  $R_4 = 150 \Omega$ .

Zdroj snižující vstupní napětí, realizovaný pomocí jednoduššího obvodu MC34063, je na obr. 125. Funkce tohoto IO je shodná s dříve popsáním obvodem  $\mu\text{A78S40}$ .

Obvod MC34063 má následující parametry:

a) Kolísání výstupního napětí při změně vstupního napětí od  $U_{INmin} = 20 \text{ V}$  do  $U_{INMAX} = 40 \text{ V}$  a při výstupním proudu  $I_{OUT} = 0,75 \text{ A}$  je menší než 15 mV.

b) Kolísání výstupního napětí při kolísání výstupního proudu od  $I_{OUTmin} =$



Obr. 125. Snižující zdroj s obvodem MC34063

= 0,1 A do  $I_{OUTMAX} = 0,75$  A a při vstupním napětí  $U_{IN} = 36$  V je menší než 40 mV.

c) Výstupní zvlnění při vstupním napětí  $U_{IN} = 36$  V a při výstupním proudu  $I_{OUT} = 0,75$  A je  $U_{OUTP-P} < 60$  mV.

d) Zkratový proud při vstupním napětí  $U_{IN} = 36$  V a při odporu cívky  $R_L = 0,1 \Omega$  je 1,6 A.

e) Účinnost zdroje při vstupním napětí  $U_{IN} = 36$  V a při výstupním proudu  $I_{OUT} = 0,75$  A je lepší než 89,5 %.

I s tímto obvodem, který má vnitřní spínací tranzistor, lze realizovat zdroje s několika výstupními napětími. Příkladem může být zapojení na obr. 126, kde kromě hlavního výstupního napětí  $U_{OUT1} = 5$  V při proudu  $I_{OUT} = 5$  A lze generovat nestabilizované napětí  $U_{OUT2} = 12$  V s odběrem proudu až 300 mA. Přitom je nutno si uvědomit, že při zatěžování výstupu 5 V bude napětí 12 V vzrůstat!

Pro správnou činnost obvodu je nutné dodržet vzájemnou orientaci obou vinutí transformátoru Tr (tečkou jsou vyznačeny začátky jednotlivých vinutí) a minimální indukčnost primárního vinutí  $L_{min} = 23,1 \mu H$ .

Do sekundárního vinutí je předávána energie během doby vypnutí tranzistoru T, tj. v době  $t_2$ . Výstupní výkon ze sekundárního vinutí by neměl přesahovat asi 25 % výkonu, odebraného z vinutí primárního, jinak rychle klesá účinnost zdroje.

Protože pro proud 5 A vychází odpor rezistoru  $R_{SC}$  příliš malý, je nutno tento rezistor realizovat navinutím odporového vodiče příslušného průřezu. V takovém případě však již hrají svoji roli nezanedbatelné úbytky napětí na přívodních vodičích a tak je vhodné zvolit odpor rezistoru  $R_{SC}$  poněkud větší, než je vypočtený, a potřebnou velikost aktivačního napětí  $U_A = 0,33$  V vnitřního proudového omezení nastavit paralelně zapojeným potenciometrem P, který má odpor např. 100  $\Omega$ .

Výstupní proud  $I_{OUT1} = 5$  A protéká jak tranzistorem T při jeho sepnutí, tak i diodou  $D_1$  při vypnutí tranzistoru T. Tranzistor T i dioda  $D_1$  musí být na tento proud dimenzovány a musí být umístěny na chladičích.

Podobným případem, kdy použijeme místo cívky transformátor, je zdroj vysokého výstupního napětí,

např. pro napájení displeje SCD (obr. 127).

Opět pro správnou funkci musí být dodržena vzájemná orientace primárního a sekundárního vinutí, vyznačená tečkou u začátku vinutí (orientace vinutí je určena polaritou výstupní diody).

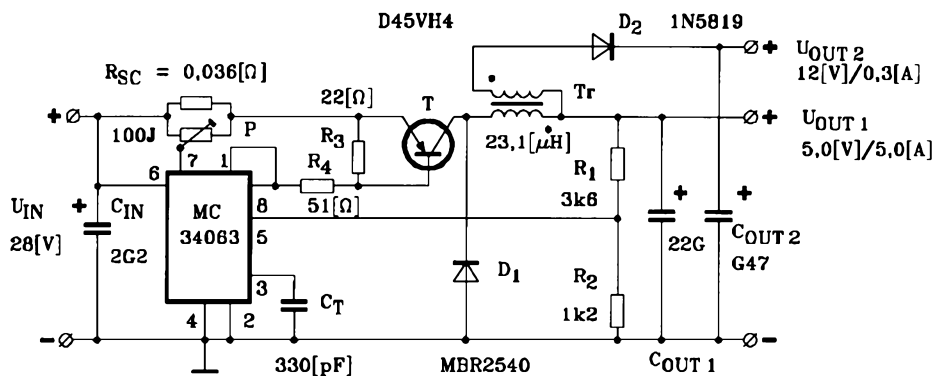
Při poměru výstupního a vstupního napětí vychází potřebná velikost pri-

márního proudu asi 45 mA a z ní vyplývá minimální indukčnost primárního vinutí transformátoru  $L_p = 140 \mu H$ . Při použití feritového jádra typu 1408P-LOO-3C8 se vzduchovou mezerou o tloušťce 0,1 mm má pro uvedenou indukčnost primární vinutí 25 závitů a sekundární vinutí 260 závitů.

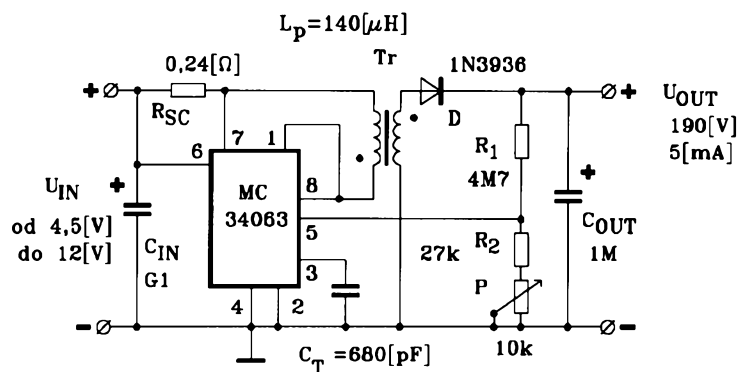
Protože v děliči  $R_1$ ,  $R_2$  nejsou použity rezistory s přesným odporem, je do série s rezistorem  $R_2$  zapojen potenciometr (reostat) P, kterým dostavíme požadované výstupní napětí i při nepřesném odporu  $R_1 = 4,7$  M $\Omega$ .

U snižujícího zdroje s obvodem  $\mu A78S40$ , který má poskytovat dvě výstupní napětí, lze získat mnohem výhodnější parametry druhého výstupního napětí tím, že druhé napětí odebíráme z výstupu vnitřního operačního zesilovače OZ, který je použit jako zesilovač referenčního napětí (obr. 128).

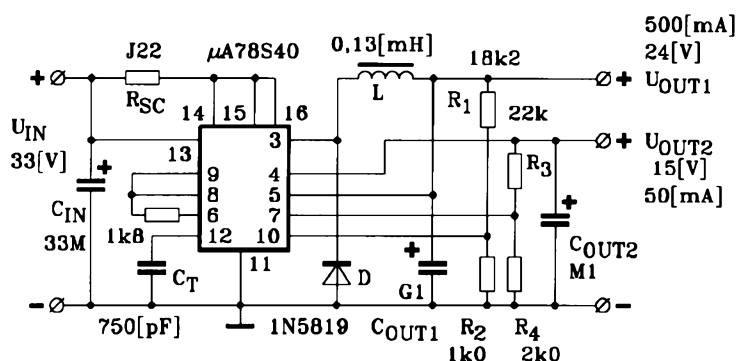
Hlavního výstupního napětí  $U_{OUT1} = 24$  V se zde využívá jako napájecího napětí pro vnitřní výkonový OZ. Vý-



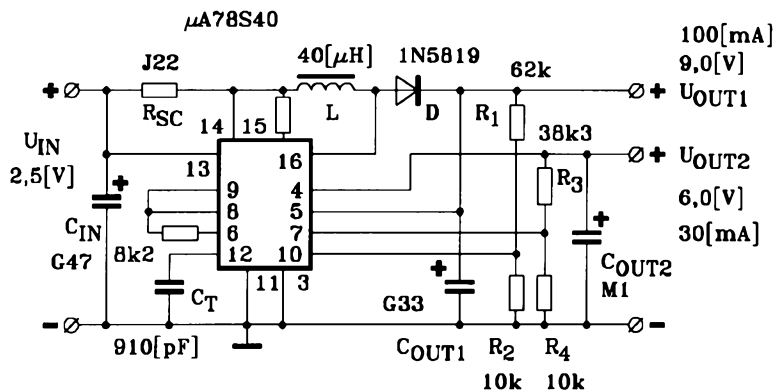
Obr. 126. Snižující zdroj s obvodem MC34063 se dvěma výstupními napětími



Obr. 127. Zdroj vysokého napětí s obvodem MC34063



Obr. 128. Snižující zdroj s obvodem  $\mu A78S40$  se dvěma výstupními napětími, druhé výstupní napětí se odebírá z výstupu vnitřního OZ



Obr. 129. Zvyšující zdroj s obvodem  $\mu A78S40$  se dvěma výstupními napětími, druhé výstupní napětí se odebrá z výstupu vnitřního OZ

stup  $U_{OUT1}$  je spojen s vývodem 5 (s napájecí sběrnicí  $+U_{CC}$  operačního zesilovače), napájecí sběrnice  $-U_{CC}$  je propojena uvnitř obvodu  $\mu A78S40$  se zemí GND (vývod 11). Na neinvertující vstup OZ (vývod 6) je přivedeno přes ochranný rezistor o odporu 1,8 k $\Omega$  referenční napětí  $U_{REF} = 1,25$  V, takže i na neinvertujícím vstupu je napětí  $U_{neinv} = 1,25$  V. Z výstupu je na invertující vstup (vývod 7) zavedena záporná zpětná vazba přes dělič z rezistorů  $R_3$ ,  $R_4$ . Celkové napětí zesílení OZ je určeno tímto děličem a je:

$$A_U = R_3/R_4 + 1 = 22 \cdot 10^3 / 2 \cdot 10^3 + 1 = 12.$$

S tímto zesílením zesiluje OZ napětí  $U_{neinv}$ , takže na výstupu 4 OZ je napětí:

$$U_4 = U_{OUT2} = A_U \cdot U_{neinv} = 12 \cdot 1,25 = 15 \text{ [V]}.$$

Výstupní proud  $I_{OUT2}$  je omezen možnostmi vnitřního OZ a musí být menší než 150 mA. Výhodami zdroje z obr. 128 je:

- Použití cívky místo transformátoru.
- Výstupní napětí  $U_{OUT2}$  není závislé na zatížení výstupu napětí  $U_{OUT1}$ . Kolišání  $U_{OUT1}$  se může přenášet do  $U_{OUT2}$  pouze přes napájecí sběrnici vnitřního OZ, tento průnik je však potlačen o více než 100 dB!
- Výstupní napětí  $U_{OUT2}$  není nutno filtrovat kondenzátorem  $C_{OUT2}$  s velkou kapacitou, protože  $U_{OUT2}$  je odvozeno z referenčního napětí  $U_{REF} = 1,25$  V na vývodu 8, které je uvnitř IO dostatečně filtrováno.

Stejně lze využít vnitřní OZ i u zdroje, který zvyšuje napětí (obr. 129).

Všechny funkce jsou zde z hlediska vnitřního OZ shodné s předcházejícím zdrojem, pouze zapojení cívky a diody se nutně liší.

Vazební rezistor o odporu 8,2 k $\Omega$ , který je zapojen mezi výstupem referenčního napětí  $U_{REF}$  (vývod 8) a neinvertujícím vstupem OZ (vývod 6), vyvažuje vliv vnitřního odporu děliče z rezistorů  $R_3$  a  $R_4$ , přes který je zaváděno výstupní napětí na invertující vstup OZ (vývod 7). Vnitřní odpor děliče je:

$$R = R_3 // R_4 = R_3 \cdot R_4 / (R_3 + R_4) = 38,3 \cdot 10 / (38,3 + 10) = 7,93 \text{ [k}\Omega\text{]},$$

odpor 8,2 k $\Omega$ , použitý v zapojení, je nejbližší zaokrouhlenou hodnotou z řady E12.

Shodnost vnitřních odporů zdrojů, ze kterých jsou napájeny neinvertující a invertující vstup OZ je nutná pro to, aby se vlivem průtoku vstupních proudů OZ nezvětšovala vstupní napětíové nesymetrie OZ. U popisovaných napájecích zdrojů však není velikost vstupní napětíové nesymetrie příliš kritická.

Kapacita kondenzátoru  $C_{OUT2}$  opět není kritická, OZ zesiluje již stejnosměrné napětí. Pokud bychom chtěli dále zmenšit zvlnění napětí  $U_{OUT2}$ , pak je vhodné zapojit kondenzátor C paralelně k rezistoru  $R_3$ , tedy vlastně do zpětnovazebního děliče mezi výstupem zdroje a invertující vstup vnitřního OZ.

Zapojením kondenzátoru C se vytváří částečně integrující zesilovač, který potlačuje zvlnění. Časová konstanta  $\tau = R_3 \cdot C$  však musí být zvolena s ohledem na kmitočet zvlnění, kterým je minimální spínací kmitočet zdroje  $f_{min} = 50$  kHz. Pro kapacitu např.  $C = 100$  nF je:

$$\tau = R_3 \cdot C = 38,3 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-7} = 3,8 \text{ [ms]} \gg T = 20 \text{ [}\mu\text{s]}.$$

Z výpočtu je vidět, že zvolená kapacita 100 nF je vhodná, protože časová konstanta  $\tau$  je podstatně delší

než perioda zvlnění, ale zase podstatně kratší, než je požadovaná doba reakce zdroje na změnu zatěžovacích podmínek.

I v těchto zapojeních s využitím vnitřního OZ nejsme omezeni pouze velikostí proudů, povolených pro vnitřní součástky obvodu  $\mu A78S40$ . Můžeme použít vnější tranzistory a diody, s nimiž obsáhneme značné procento požadovaných výstupních proudů.

Schéma zdroje snižujícího napětí, jehož oba výstupy jsou proudově posíleny vnějšími tranzistory, je na obr. 130.

Pro posílení vedlejšího výstupního napětí  $U_{OUT2}$  je použit vnější tranzistor  $T_2$  ve funkci lineárního sériového proměnného rezistoru, který je zapojen mezi výstupy s napětím  $U_{OUT1} = 15$  V a  $U_{OUT2} = 12$  V. Pro posílení hlavního výstupního napětí je užito standardního zapojení tranzistoru  $T_1$  (PNP), které bylo již dříve probráno.

Z podstaty zapojení vyplývají následující požadavky:

- Musí platit rovnice  $U_{OUT1} > U_{OUT2} + U_{CEST2}$  (resp. napětí  $U_{CE}$  na tranzistoru  $T_2$  musí být větší než saturační), aby tento tranzistor pracoval v lineárním režimu a mohl zvětšovat i zmenšovat odpor dráhy kolektor-emitor.
- Napětí  $U_{CET2}$  nesmí být příliš velké, jinak rostou ztráty a klesá celková účinnost zdroje.
- Celý proud  $I_{OUT2} = 1$  A je odebírána ze zdroje napětí  $U_{OUT1}$ , který na něj musí být také dimenzován.

Potřebné napětí na výstupu 4 OZ má při požadovaném  $U_{OUT2} = 12$  V velikost:

$$U_4 = U_{OUT2} + U_{BET2} = 12 + 0,7 = 12,7 \text{ [V]}.$$

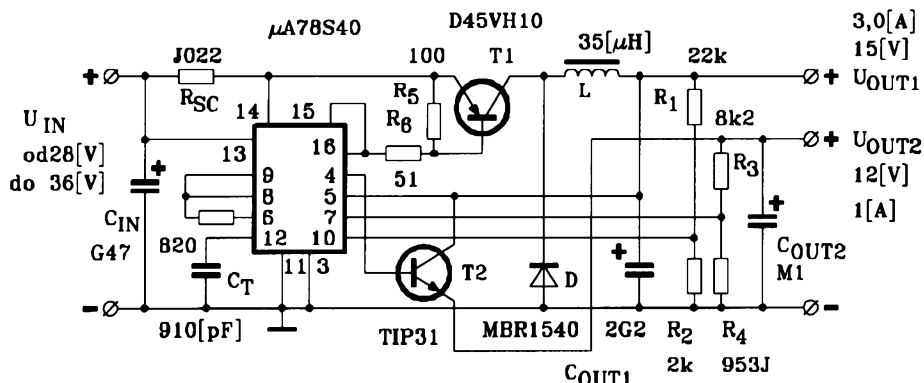
Potom při volbě proudu  $I_d = 1,25$  mA děličem z rezistorů  $R_3$ ,  $R_4$  vypočteme potřebný odpor rezistoru  $R_4$ :

$$R_4 = U_{REF} / I_d = 1,25 / 1,25 \cdot 10^{-3} = 1 \text{ [k}\Omega\text{]},$$

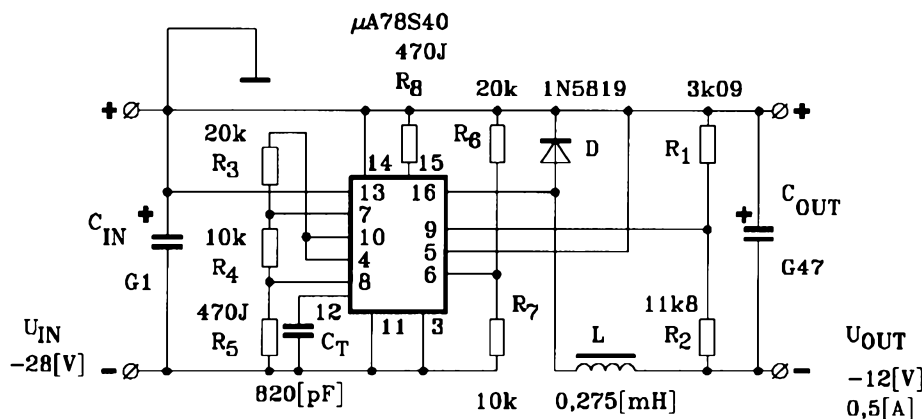
z důvodu konečného zesílení OZ volíme  $R_4 = 953 \Omega$ .

Pro horní rezistor  $R_3$  děliče musí platit:

$$U_{OUT2} / U_{REF} = (R_3 + R_4) / R_4,$$



Obr. 130. Posílení výstupních proudů u zdroje zvyšujícího napětí



Obr. 131. Zdroj snižující záporné napětí s obvodem  $\mu A78S40$

z toho vypočteme odpor rezistoru  $R_3$ :

$$R_3 = R_4 \cdot (U_{OUT2}/U_{REF} - 1) = 953 \cdot (12/1,25 - 1) = 8,196 \text{ [k}\Omega\text{]},$$

volíme odpor  $R_3 = 8,2 \text{ k}\Omega$ .

Zvláštní aplikaci obvodu  $\mu A78S40$ , který je výrobcem určen jako obvod s kladným napájecím napětím, je zdroj snižující záporné napětí (obr. 131), který převádí vstupní záporné napětí (větší) na výstupní záporné napětí (menší). Vstup i výstup zdroje tedy mají společnou kladnou svorku.

Zapojení je poměrně složité a obsahuje celou řadu obvodů. Využívá i vnitřní operační zesilovač, který poskytuje pomocné referenční napětí  $U_{REF2} = -2,5 \text{ V}$ .

Operační zesilovač OZ je napájen plným vstupním napětím 28 V, přivedeným na vývod 5. Z výstupu OZ (vývod 4) jsou zavedeny dvě zpětné vazby pomocí rezistorů  $R_3$ ,  $R_4$  a  $R_5$  (záporná) a  $R_6$ ,  $R_7$  (kladná).

Děličem z rezistorů  $R_6$  a  $R_7$  se přivádí na neinverující vstup OZ napětí  $U_6$  (proti záporné vstupní svorce):

$$U_6 = U_{IN} \cdot R_7 / (R_6 + R_7) = 28 \cdot 10 \cdot 10^3 / (20 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3) = 9,33 \text{ [V]}.$$

Referenční napětí  $U_{REF} = +1,25 \text{ V}$  obvodu  $\mu A78S40$  je vyvedeno na vývod 8 IO a je vztaženo vůči vnitřní zemi IO (vývodu 11), tj. také vůči záporné svorce vstupu zdroje.

Referenční napětí leží na rezistoru  $R_5$  o odporu 470  $\Omega$ , kterým protéká proud:

$$I_d = U_{REF} / R_5 = 1,25 / 470 = 2,66 \text{ [mA]}.$$

Protože napětíové zesílení OZ je určeno děličem  $R_3$ ,  $R_4$  a  $R_5$ , můžeme ho vypočítat jako:

$$A_U = U_{vyst} / U_{vst} = U_4 / (U_6 - U_7) = -(R_3 + R_4) / R_4 + 1 = -(20 + 10) / 10 + 1 = -3 + 1 = -2.$$

Přitom považujeme odpor rezistoru  $R_5$  za zanedbatelný.

Na vstup OZ se přivádí referenční napětí  $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$  z vývodu 8. Výstupní napětí OZ tedy bude:

$$U_{vyst} = U_4 = U_{REF2} = A_U \cdot U_{REF} = -2 \cdot 1,25 = -2,5 \text{ [V]}.$$

Současně však musí platit i rovnice:

$$U_7 = U_6 - U_{REF} = 9,33 - 1,25 = 8,08 \text{ [V]}.$$

Toto napětí je nastaveno děličem  $R_3$ ,  $R_4$ . Odpor rezistorů  $R_3$ ,  $R_4$  musí být přesně stejné jako odpory rezistorů  $R_6$ ,  $R_7$  (rezistory musí být párovány proměněním). Jenom potom bude mít pomocné referenční napětí  $U_{REF2}$  na výstupu OZ velikost přesně -2,5 V.

Toto pomocné referenční napětí z vývodu 4 pak přivádíme na invertující vstup vnitřního komparátoru, kde je porovnáváme s vyděleným výstupním napětím  $U_{OUT}$ :

$$U_{OUT} / U_{REF2} = (R_2 + R_1) / R_1.$$

Opět musíme volit proud děličem (např. v okolí  $I_d = 1 \text{ mA}$ , takže použijeme odpor  $R_1 = 3,09 \text{ k}\Omega$  a druhý odpor děliče již vypočteme z výše uvedené rovnice:

$$R_2 = R_1 \cdot (U_{OUT} / U_{REF2} - 1) = 3,09 \cdot 10^3 \cdot (12 / 2,5 - 1) = 11,74 \cdot 10^3 \text{ [}\Omega\text{]},$$

volíme proto odpor 11,8 k $\Omega$ .

Při sepnutí vnitřního spínacího tranzistoru  $T_1$  teče proud z kladné svorky zdroje napájecího napětí  $U_{IN}$  do zátěže (a do kondenzátoru  $C_{OUT}$ , který se nabíjí) a ze zátěže přes cívku  $L$  a přes kolektor (vývod 16) a emitor (vývod 3) vnitřního tranzistoru  $T_1$  do záporné svorky napájecího zdroje.

V okamžiku vypnutí vnitřního spínacího tranzistoru  $T_1$  se začne uvolňovat naakumulovaná energie z cívky a cívka dále poskytuje proud do zátěže, který se uzavírá přes diodu  $D$ .

Funkce obvodu je tedy naprosto shodná s klasickým provedením při kladném napájecím napětí vzhledem k zemi (ke společné vstupní a výstupní svorce).

Rezistor  $R_8$  omezuje velikost kolektorového proudu vnitřního tranzistoru  $T_2$  na velikost:

$$-I_{C2MAX} = -(U_{IN} + U_{CEST2} + U_{BE1}) / R_8 = -(-28 + 0,3 + 0,7) / 470 = 57 \cdot 10^{-3} \text{ [A]} = 57 \text{ [mA]},$$

kde minimální velikost tohoto proudu je dána potřebným proudem báze vnitřního spínacího tranzistoru  $T_1$ , který se musí budít do saturace.  $T_1$  a  $T_2$  je Darlingtonova dvojice vnitřních spínacích tranzistorů a jejich zapojení vyplývá z obr. 133 (obr. 133 je pro obvod MC34063, avšak zapojení tranzistorů je shodné i pro  $\mu A78S40$ ).

Odpor 470  $\Omega$  rezistoru  $R_8$  byl stanoven na základě následujících výpočtů.

Mezi proudem kolektoru  $T_2$  a proudem báze  $T_1$  platí vztah:

$$I_{C2} \approx I_{E2} = I_R + I_{B1},$$

kde  $I_R$  je proud rezistorem  $R$  o odporu 170  $\Omega$ , který je zapojen mezi bázi a emitor tranzistoru  $T_1$  (viz obr. 133).

Tranzistor  $T_1$  má při kolektorovém proudu 1 A proudový zesilovací činitel  $h_{21E} = 20$ , a proto při kolektorovém proudu  $I_C = 1 \text{ A}$  teče do báze  $T_1$  proud:

$$I_{B1min} = I_{C1} / h_{21E} = I_{OUTMAX} / h_{21E} = 1 / 20 = 50 \text{ [mA]}.$$

Proud rezistorem  $R$  je:

$$I_R = U_{BE1} / R = 0,7 / 170 = 4,1 \text{ [mA]}.$$

Proud emitoru tranzistoru  $T_2$  musí být tedy minimálně:

$$I_{E2} > I_{B1} + I_R = 50,0 + 4,1 = 54,1 \text{ [mA]}.$$

Při  $I_{C1} \approx I_{E1}$  je tedy maximální možný odpor rezistoru  $R_8$  pro správné sepnutí  $T_1$  dán vztahem:

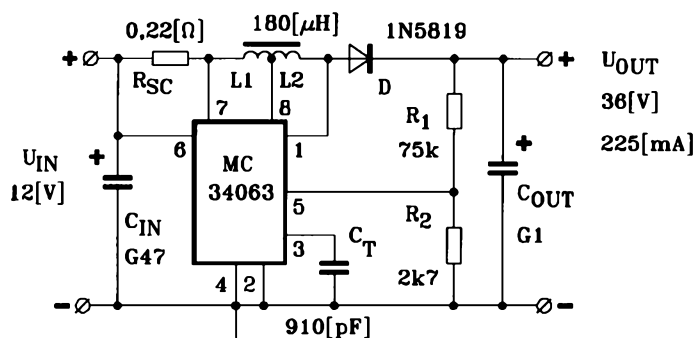
$$R_8 < (-U_{IN} - U_{CEST2} - U_{BE1}) / I_{C2} = (28 - 0,3 - 0,7) / 54,1 \cdot 10^{-3} = 499 \text{ [}\Omega\text{]}.$$

Volbou  $R_8 = 470 \Omega$  je tato podmínka splněna s malou rezervou na rozptyl udávaných parametrů integrovaných tranzistorů. Přitom tranzistor  $T_1$  není spínán do hluboké saturace, která by omezovala spínací kmitočet a zvětšovala by ztráty na spínání. Pro hlubokou saturaci musí být proud báze  $I_{B1}$  podstatně větší než minimální proud báze  $I_{B1min}$ , potřebný pro sepnutí tranzistoru  $T_1$ . Při hluboké saturaci se zaplavuje kolektorový přechod nosiči náboje a jeho desaturace (odvedení tohoto náboje) a tím i vypnutí tranzistoru jako spínače se časově prodlužuje.)

Účinnost spínacího zdroje lze zvýšit použitím dělené cívky (cívky s odbočkou) podle obr. 132.

Cívka je zapojena tak, aby se při vypnutí spínacího tranzistoru naindukovalo napětí, které podpoří uzavření spínacího tranzistoru.

Obr. 132.  
Zdroj  
s dělenou  
cívkou pro  
zvýšení  
účinnosti

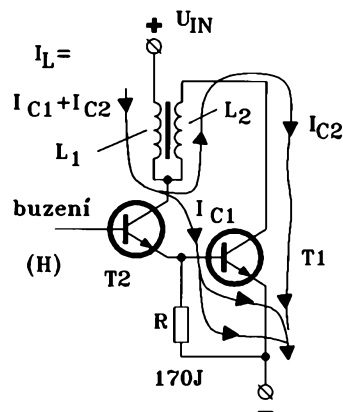


Pro vysvětlení činnosti tohoto obvodu je nutno jeho část rozkreslit.

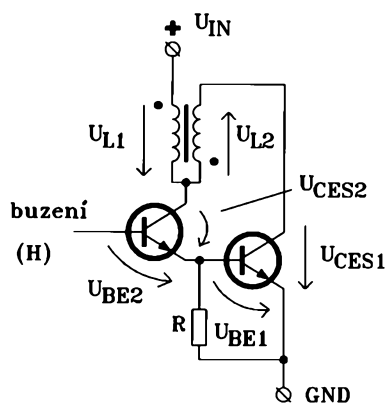
Na obr. 133 je znázorněn průtok proudu cívkou a Darlingtonovou dvojicí spínacích tranzistorů T2 a T1 v situaci, kdy jsou tranzistory sepnuty.

Z kladné svorky  $+U_{IN}$  napájecího zdroje vtéká celý proud do levé poloviny cívky, dále se rozděluje na proud kolektoru budícího tranzistoru T2 a na zbytek, který protéká pravou polovinou cívky (sekundárním vinutím autotransformátoru) a vtéká do sepnutého tranzistoru T1, jako jeho kolektorový proud  $I_{C1}$ . Přitom zanedbáme proud tekoucí přes diodu D do výstupu.

Proud  $I_{C2}$  spolu s proudem  $I_{B2}$  (báze T2 je buzena úrovní H z výstupu vnitřních logických obvodů) tvoří emitorový proud  $I_{E2}$  tranzistoru T2. Proud  $I_{E2}$  se dělí na proud  $I_{B1}$  a proud  $I_R$ , který protéká rezistorem R. Všechny proudy se uzavírají do země (GND) - do vývodu 2.



Obr. 133. Proudy při sepnutých tranzistorech



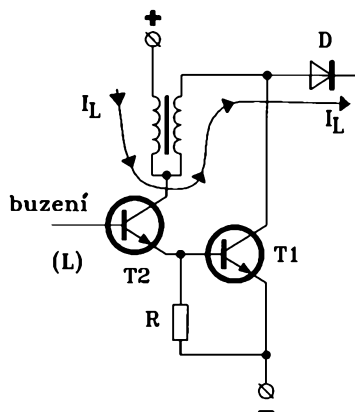
Obr. 134. Napětí při sepnutých tranzistorech

Přitom je nutno mít na zřeteli, že při sepnutých tranzistorech T1 a T2 proud cívkou, a tedy vlastně všechny zakreslené proudy lineárně narůstají.

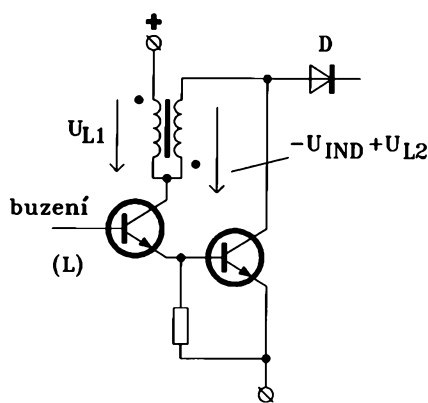
Z hlediska napětí (obr.134) je při sepnutých tranzistorech na levé části cívky (na primárním vinutí transformátoru) napětí  $U_{L1}$  v naznačené polaritě vzhledem k začátku vinutí (začátky vinutí jsou označeny tečkou) a na sekundárním vinutí je napětí  $U_{L2}$  opět ve vyznačené polaritě. Součet těchto napětí, zanedbáme-li saturační napětí a napětí  $U_{BE1}$ , je roven napájecímu napětí  $U_{IN}$ .

Z hlediska sepnutých tranzistorů tedy odbočka na cívce nepřináší výrazné změny.

Jiná situace však nastává v okamžiku, kdy tranzistory T1 a T2 začínají vlivem budícího signálu o úrovni L pomalu vypínat, jejich kolektorové proudy klesají a začíná protékat



Obr. 135. Proudy při vypnutých tranzistorech



Obr. 136. Napětí na cívce při vypnutých tranzistorech

proud  $I_L$  do výstupu, tj. do diody D (obr. 135).

V tomto okamžiku je cívka zdrojem napětí, zapojeným do série s napájecím zdrojem  $U_{IN}$ . Cívka je však zdrojem s omezenou kapacitou energie (energie je obsažena jen v magnetickém poli cívky) a tak začíná proud ze své maximální velikosti, které bylo dosaženo na začátku vypínání tranzistorů, lineárně klesat.

Odbočkou na cívce je ale vlastně vytvořen autotransformátor, na kterém sekundární napětí nevzniká pouze průchodem proudu, ale i indukci. Má-li se indukovat napětí, kterým se rychleji uzavře výstupní tranzistor, musí toto indukované napětí mít na vinutí L2 opačnou polaritu než původní napětí na témže vinutí při sepnutých tranzistorech. Indukované napětí z primárního vinutí L1 má na sekundárním vinutí L2 při naznačených začátcích vinutí skutečně opačnou polaritu vzhledem k původnímu napětí  $U_{L2}$ .

Původní a indukované napětí se však sčítají algebraicky, tedy s ohledem na jejich polaritu. Má-li být výsledné napětí shodné s polaritou indukovaného napětí (tj. opačné k napětí  $U_{L2}$ ), pak zjevně musí mít absolutní velikost větší.

To lze zajistit větším počtem primárních závitů a menším počtem závitů sekundárních. Výrobce doporučuje v případě vstupního napětí  $U_{IN} = 12\text{ V}$  poměr závitů  $N_1/N_2 = 7,75/1$ . To také znamená, že původní napětí  $U_{L1}$  na vinutí L1 je 7,75x větší než napětí  $U_{L2}$  na vinutí L2. Tento poměr je odvozen z poměru nabíjecích a vybíjecích dob kondenzátoru  $C_T$ , které se pohybují (při největším zatížení) v poměru 6 : 1, protože tím i směrnice nárůstu a poklesu proudu cívkou se mohou pohybovat v tomto rozmezí.

Teoreticky by tedy na eliminaci napětí  $U_{L2}$  stačil poměr závitů 6 : 1. My ale potřebujeme vytvořit napětí:

$$U_R = -U_{IND} + U_{L2} < 0,$$

kdy napětí  $U_R$  urychlí uzavření tranzistoru T1.

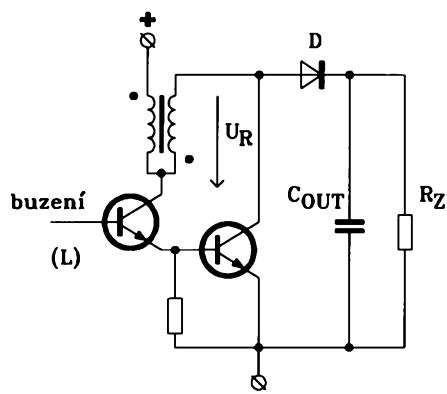
Proto skutečný poměr závitů vinutí L1 a L2 musí být větší (i s ohledem na ztráty). Přitom napětí  $U_R$  je omezeno jak zdola (aby vůbec urychlilo vypnutí), tak i shora (aby nepoškodilo tranzistor T2).

K tomu je však třeba vysvětlit, jakým způsobem napětí  $U_R$  vypínání tranzistoru T1 urychluje.

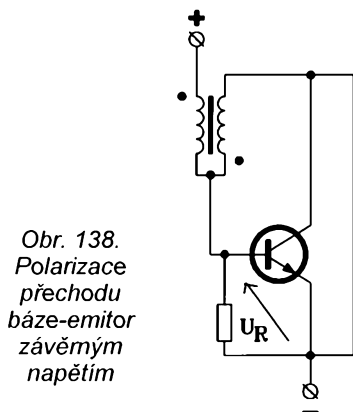
Lze to odvodit s použitím obr. 137, kde je znázorněna i zátěž impulzního zdroje. Zátěží je zatěžovací rezistor  $R_Z$  s paralelně připojeným výstupním kondenzátorem  $C_{OUT}$ .

$R_Z$  i  $C_{OUT}$  mají vzhledem k odporu dráhy kolektor-emitor vypínacího se tranzistoru T1 zanedbatelný odpor a lze je nahradit zkratem, stejně jako lze zkratem nahradit i budící tranzistor T2.

Polarizace napětí  $U_R = -U_{IND} + U_{L2}$  je potom zřejmá vzhledem k přechodu



Obr. 137. Výstup spinaného zdroje



Obr. 138. Polarizace přechodu báze-emitor závěrným napětím

báze-emitor výstupního spínacího tranzistoru  $T_1$  - tento přechod je polarizován do závěrného směru.

Napětí  $U_R$  pomáhá odvádět saturační náboj tím rychleji, čím je větší.

Nyní lze teprve určit optimální velikost napětí  $U_R$ :

- Je-li napětí  $U_R$  nulové nebo téměř nulové, není jeho vliv pozorovatelný,
- Je-li napětí  $U_R$  větší než 6 až 7 V, může nastat lavinová ionizace injekčního přechodu báze-emitor tranzistoru a tím se tento přechod zničí.

Poměru počtu závitů 7,75 : 1 obou vinutí autotransformátoru byl určen následujícím způsobem.

Na obou vinutích leží napětí:

$$U_{IN} - U_{CES1} - U_{RSC} = 12 - 0,8 - 0,33 = 10,87 \text{ [V]},$$

které se má přetransformovat na  $U_R$  o optimální velikosti 1,25 V (tato velikost je shodná s velikostí  $U_{REF}$ , ale příčinná souvislost mezi oběma napětími zde není).

Celkový převod autotransformátoru je tedy:

$$(N_1 + N_2)/N_2 = (U_{IN} - U_{CES1} - U_{RSC})/U_R = (12 - 0,7 - 0,33)/1,25 = 8,77.$$

Z toho vyplývá poměr počtu závitů  $N_1/N_2 = 7,77 : 1$ , po zaokrouhlení  $N_1/N_2 = 7,75 : 1$ .

Lze konstatovat, že při zachování bezpečnosti provozu tranzistoru  $T_1$  lze volit poměr  $N_1/N_2$  i větší, ale vždy tak, by napětí  $U_R$  nepřekročilo (s rezervou) práh lavinové ionizace přechodu báze-emitor, který je asi 6 V.

Z uvedených úvah však plyne, že takto účinnostně optimalizované obvody mohou pracovat pouze v úzkém rozmezí napájecích napětí. Je-li  $U_{IN}$  menší než jistá mez, napětí  $U_R$  má nedostatečnou velikost a tranzistor  $T_1$  vypíná normální rychlostí. Je-li naopak napětí  $U_{IN}$  větší, než horní mez, může se nadměrnou velikostí napětí  $U_R$  poškodit tranzistor  $T_1$ .

S obvodem  $\mu A78S40$  lze konstruovat i zdroje s více výstupními napětími, např. se třemi - viz obr. 139.

Hlavní (první) výstupní napětí  $U_{OUT1} = 15$  V je získáváno v klasickém zapojení zdroje, který zvyšuje vstupní napětí.

Třetí výstupní napětí  $U_{OUT3} = 12$  V je generováno pomocí již dříve popsaného zapojení s vnitřním OZ a musí tedy být mírně menší než hlavní napětí  $U_{OUT1}$  a současně musí být kladné.

Druhé výstupní napětí  $U_{OUT2}$  je záporné a je nutno je vyrobit jinak.

Do emitoru tranzistoru  $T_1$  (vnitřní spínací tranzistor) je zapojen rezistor  $R_3$  o odporu 27  $\Omega$ , na kterém při sepnutí  $T_1$  vzniká úbytek napětí, který sepne i tranzistor  $T_3$  (zapojení tranzistorů je podobné Darlingtonovu zapojení).

Při vypnutých tranzistorech protéká proud z cívky L nejen přes diodu  $D_1$  do výstupu  $U_{OUT1}$ , ale část tohoto prou-

du také nabíjí přes diodu  $D_2$  kondenzátor  $C_2$  o kapacitě 47  $\mu F$ .

Při sepnutých tranzistorech roste proud v cívce L, ale také přes sepnutý  $T_3$  (a přes stabilizátor IO2 a diodu  $D_3$ ) teče proud z kondenzátoru  $C_2$  do zátěže, připojené k výstupu  $U_{OUT2}$ .

Z uvedeného popisu vyplývá, že ani toto třetí napětí  $U_{OUT3}$  nemůže být ve své absolutní velikosti větší než napětí hlavní. Proto zdroj pro tři napětí navrhujeme vždy tak, aby hlavní výstupní napětí  $U_{OUT1}$  bylo ve své absolutní velikosti největší ze všech potřebných.

Obvod 79L12 je lineární stabilizátor, takže opět (jako v dříve uvedeném případě) je nutno dbát na to, aby napětí na něm mělo dostatečnou velikost pro správnou činnost stabilizátoru. Napětí na stabilizátoru však nesmí být příliš velké, aby nadměrně nerostly ztráty celého zdroje.

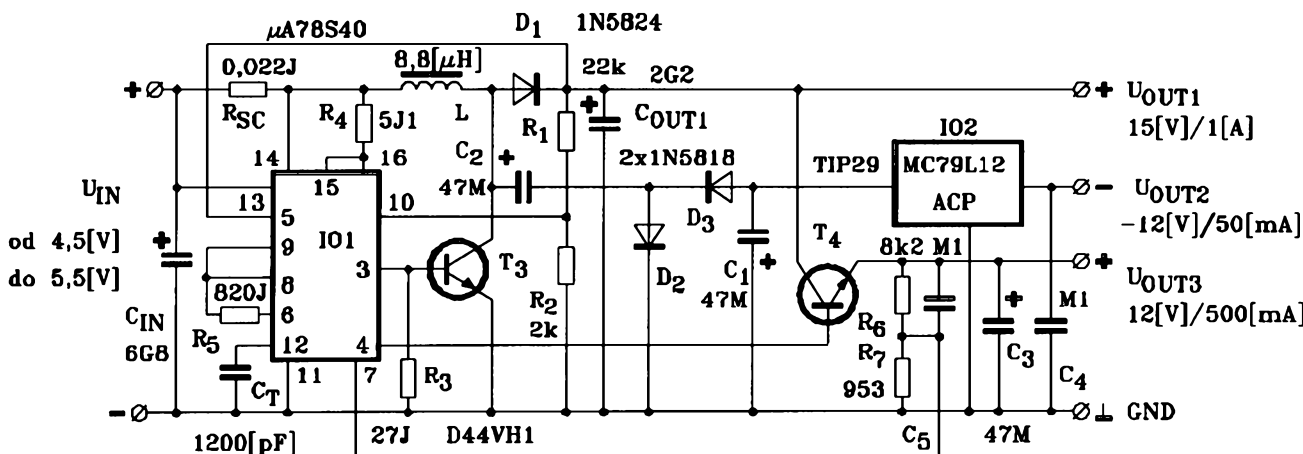
Výstup stabilizátoru je blokován pouze jedním bezindukčním kondenzátorem o kapacitě 100 nF. Tranzistory  $T_3$  a  $T_4$  je nutné umístit na chladiče. Tranzistory musí být od chladiče izolovány, protože nemají společnou žádnou elektrodu. Naproti tomu není nutné chladit stabilizátor IO2, kterým protéká malý proud 50 mA.

Ostatní obvody zdroje na obr. 139 pracují standardním způsobem, který byl popsán již dříve.

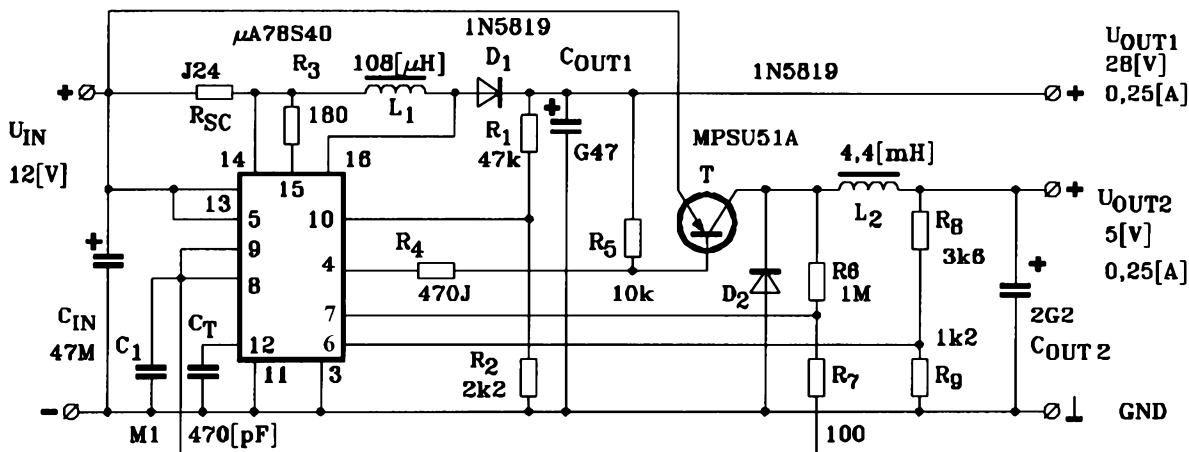
Potřeba získávat dvě různá napětí z jednoho napájecího zdroje je častá a může nastat i případ, kdy potřebujeme, aby jedno výstupní napětí bylo větší a druhé menší než vstupní napětí. Potom, pokud chceme problém řešit s přijatelnou účinností, je třeba oba zdroje řešit jako spinané, tj. použít v jednom zapojení dvě cívky (obr. 140).

Zapojení zdroje hlavního výstupního napětí  $U_{OUT1}$  je opět klasické a zdroj pracuje tak, jak již bylo několikrát dříve uvedeno. Zdroj hlavního výstupního napětí je zvyšující a mění vstupní napětí z velikosti  $U_{IN} = 12$  V na výstupní napětí  $U_{OUT1} = 28$  V.

Zcela netradičně je zapojen zdroj výstupního napětí  $U_{OUT2}$ , ve kterém je



Obr. 139. Zdroj se třemi výstupy



Obr. 140. Dvojitý spínaný zdroj

použit vnitřní operační zesilovač OZ spolu s vnějším tranzistorem T ve funkci multivibrátoru. Multivibrátor může pracovat jen do kmitočtu 2 kHz, protože rychlost přeběhu výstupu OZ je malá.

Rychlost přeběhu výstupu OZ je  $SR = 0,6 \text{ V}/\mu\text{s}$ , což při napájecím napětí operačního zesilovače  $U_5 = U_{IN} = 12 \text{ V}$  odpovídá době přeběhu  $20 \mu\text{s}$ . Přeběh opačným směrem trvá stejnou dobu, takže nejkratší perioda kmitů může být  $40 \mu\text{s}$ . Tomu odpovídá kmitočet výstupního napětí OZ (s trojúhelníkovým průběhem) 25 kHz. Abychom dosáhli průběhu, který lze považovat alespoň částečně za pravouhlý (obdélníkový), nesmí náběžná a doběžná hrana přesahovat 10 % doby periody. Z toho vyplývá, že maximální kmitočet pravouhlého průběhu může být 2 kHz. Výstupní napětí OZ je co do kmitočtu i co do fáze zcela nezávislé na pracovním kmitočtu hlavního zdroje.

Na invertující vstup vnitřního OZ (vývod 7) je přivedeno přes rezistor  $R_7$  referenční napětí  $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$  ze zdroje referenčního napětí (z vývodu 8).

Pokud je výstupní napětí  $U_{OUT2}$  menší než požadovaných 5 V, je i napětí na středu děliče  $R_8, R_9$  menší než napětí referenční. Z toho důvodu je na výstupu OZ (vývod 4) napětí záporné saturace, tj. potenciál blízký potenciálu země (GND). Tranzistor T (PNP), jehož emitor je připojen ke kladné svorce napájecího zdroje, má tedy přes rezistor  $R_4$  uzeměnou bázi. Bázi protéká proud a tranzistor T sepne. Tím je umožněn průtok proudy z napájecího zdroje přes sepnutý tranzistor T do cívky  $L_2$  a do zátěže (a do kondenzátoru  $C_{OUT2}$ ).

Průtokem proudy vzrůstá výstupní napětí  $U_{OUT2}$  tak dlouho, dokud na středu děliče  $R_8, R_9$  nevzroste napětí nad velikost napětí referenčního (potenciál neinvertujícího vstupu OZ se stane kladnějším než potenciál vstupu neinvertujícího). Výstup OZ překlápí do kladné saturace, tj. potenciál výstupu se přiblíží potenciálu kladné svorky vstupního napětí. Rezistorem  $R_4$  přestane protékat proud báze a tranzistor

T vypne. Proud cívky  $L_2$ , který se uzavírá přes diodu  $D_2$ , klesá tak dlouho, dokud se opět výstupní napětí  $U_{OUT2}$  nezmenší natolik, že napětí na neinvertujícím vstupu OZ (vývod 6) klesne pod napětí referenční.

Kmitočet oscilací je tak vlastně určen velikostí odběru proudy z výstupu  $U_{OUT2}$ . Odběr nesmí překročit maximální velikost proudy, pro kterou byla navržena indukčnost cívky  $L_2$ .

Výstupní dělič  $R_8, R_9$  navrhujeme opět pro proud děliče  $I_d = 1 \text{ mA}$ . Potom odpor rezistoru  $R_9$  musí být:

$$R_9 = U_{REF}/I_d = 1,25/1 \cdot 10^{-3} = 1,25 \text{ [k}\Omega\text{]},$$

volíme odpor 1,2 k $\Omega$  z řady E12.

Odpor druhého rezistoru děliče je dán požadovaným výstupním napětím:

$$R_8 = R_9 \cdot (U_{OUT2}/U_{REF} - 1) = 1,2 \cdot 10^3 \cdot (5/1,25 - 1) = 3,6 \cdot 10^3 \text{ [}\Omega\text{]},$$

což je přímo odpor z řady E24.

Rezistor  $R_4$  omezuje velikost proudy báze tranzistoru T při jeho sepnutí (chrání i výstup OZ před nadměrným proudem), musí tedy platit nerovnosti:

$$R_4 > (U_{IN} - U_{BE} - U_{satOZ})/I_{outOZ} = (12 - 0,7 - 1,0)/0,15 = 68,7 \text{ [}\Omega\text{]}$$

a současně:

$$R_4 < (U_{IN} - U_{BE} - U_{satOZ}) \cdot h_{21E}/I_C = (12 - 0,7 - 1,0) \cdot 50/0,25 = 2060 \text{ [}\Omega\text{]}.$$

Volba  $R_4 = 470 \Omega$  je tedy vyhovujícím kompromisem.

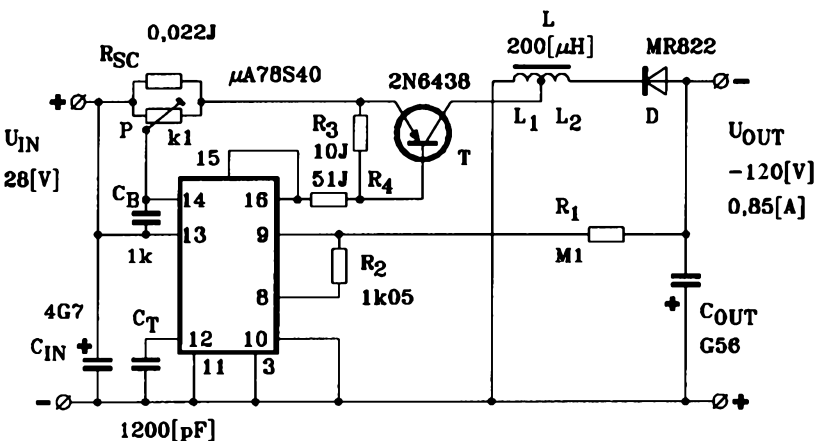
Rezistor  $R_5$  je paralelně spojen s přechodem báze-emitor vnějšího tranzistoru T a zajišťuje, aby tranzistor T neseplnul vlivem nedokonalé kladné saturace OZ (výstupní napětí OZ není přesně rovno velikosti  $U_{IN}$ , ale je poněkud menší). Obvykle stačí volit odpor rezistoru  $R_5$  řádu tisíců ohmů (zvolen odpor  $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$ ).

Posledním ze zajímavých zdrojů této skupiny je napájecí zdroj s velkým záporným výstupním napětím na obr. 141.

Schéma zdroje je modifikací základního invertujícího zapojení. Celé zapojení lze považovat za běžné, kromě jeho výstupní části.

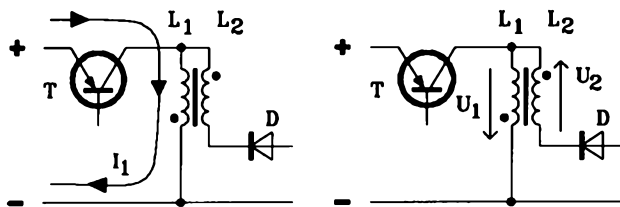
Dělič  $R_1, R_2$ , který určuje velikost výstupního napětí, se opět svým dolním vodičem neopírá o zem, ale o referenční napětí  $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$  na vývodu 8. Proto může mít komparátor spojen invertující vstup se zemí a napětí z děliče se porovnává s potenciálem země (s nulovou úrovní).

Ve středu děliče  $R_1, R_2$  bude tedy nulové napětí právě tehdy, jestliže bude platit:

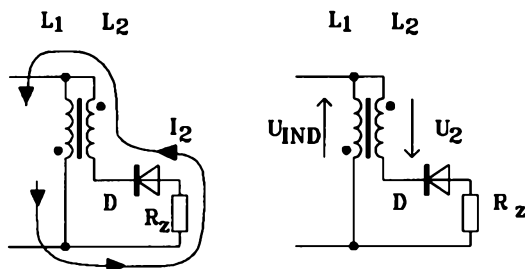


Obr. 141. Zdroj velkého záporného napětí

Obr. 142.  
Proudy a  
napětí  
ve zdroji  
z obr. 141  
při sepnutém  
tranzistoru T



Obr. 142.  
Proudy a  
napětí  
ve zdroji  
z obr. 141  
při vypnutém  
tranzistoru T



$$(|U_{OUT}| + U_{REF})/U_{REF} = (R_1 + R_2)/R_2.$$

Volíme-li opět proud děličem v okolí 1,25 mA, potom odpor rezistoru  $R_2$  může být 1050  $\Omega$  a odpor rezistoru  $R_1$  vypočteme:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 \cdot (-U_{OUT} + U_{REF})/U_{REF} - 1 = \\ &= 1050 \cdot (120 + 1,25)/1,25 - 1 = \\ &= 100\,800 \text{ } [\Omega], \end{aligned}$$

volíme odpor 100 k $\Omega$  z řady E12.

Druhou součástí se specifickou funkcí je cívka o indukčnosti:

$$L = L_1 + L_2 = 200 \text{ } [\mu\text{H}].$$

Tato cívka je vlastně zapojena jako autotransfornátor s převodem:

$$N_2/N_1 = 1.$$

Funkce cívky vyplývá ze zjednodušeného schématu na obr. 142 a na obr. 143.

Při sepnutém vnějším tranzistoru T (obr. 142) proud protéká z kladné svorky zdroje  $U_{IN}$  přes rezistor  $R_{SC}$  a přes sepnutý tranzistor T do spodní poloviny dělené cívky  $L$ , která je vlastně primárním vinutím transformátoru. Na primární straně je na cívce  $L_1$  napětí o velikosti  $U_1$ . Protože sekundární napětí  $U_2$  vzniká elektromagnetickou indukcí vlivem změny primárního proudu  $I_1$  (proud  $I_1$  lineárně vzrůstá, napětí  $U_2$  je konstantní), je polarita napětí  $U_2$  opačná vzhledem k polaritě napětí  $U_1$  a k orientaci začátků vinutí, označených tečkami.

Po vypnutí tranzistoru T (obr. 143) se stane cívka zdrojem proudu  $I_2$ , který svoji velikostí navazuje na velikost  $I_1$ . Velikost proudu  $I_2$  postupně klesá, a proto se obrací směr (polarita) primárního napětí. Mění se i velikost primárního napětí, a to podle vztahu:

$$U_{IND} = -L_1 \cdot dI_2/dt.$$

Z hlediska výstupu (zatěžovacího rezistoru  $R_2$ ) se primární i sekundární napětí sčítají v záporné výstupní napětí  $U_{OUT}$  ( $U_{OUT}$  je záporné vzhledem

ke společné svorce GND, kterou je záporná svorka napájecího zdroje).

Odbočku na cívce se doporučuje umístit do poloviny vinutí, takže v uvedeném případě platí:

$$L_1 = L_2 \quad \text{při} \quad N_1 = N_2.$$

Vzhledem k velkému poměru velikosti výstupního a vstupního napětí, který je:

$$U_{OUT}/U_{IN} = 120 \text{ V}/28 \text{ V} = 4,3,$$

vznikají v obvodu snímání proudu velké špičky napětí (na rezistoru  $R_{SC}$  a tím i mezi vývody 13 a 14, kde jsou vnitřní elektronikou indikovány).

Aby se omezily tyto špičky, doporučuje se zařadit omezovací (blokovací, filtrační) kondenzátor  $C_B$  o kapacitě 1000 pF. Jeho použitím se současně omezi vliv parazitní indukčnosti rezistoru  $R_{SC}$ , který je řešen nejčastěji jako vinutý rezistor z odporového vodiče.

## MC34166

S rozmachem používání spínaných zdrojů rostou i požadavky na potřebné IO, a to zejména v oblasti komfortu řízení spínaných zdrojů.

To vyžaduje integraci dalších obvodů do čipu zdroje a firma MOTOROLA dala tedy na trh integrované obvody MC34163, MC33163, MC34166 a MC33166. Jsou to obvody pro spínané zdroje, které navazují na předcházející obvody řady MC34063 a  $\mu\text{A}78\text{S}40$ .

Obvody MC34163 a MC33163 (liší se od sebe pouze teplotním pracovním rozsahem) obsahují stejně jako obvody předcházející:

- Koncovou dvojici spínacích tranzistorů NPN v Darlingtonově zapojení s oddělenými kolektory.
- Omezení výkonu při přetížení nadměrným proudem  $I_{pk}$ .
- Přesný zdroj referenčního napětí (tolerance 2 %).
- Vstup pro vnější časovací kondenzátor  $C_T$ .

IO MC34163 a MC33163 jsou vybaveny navíc:

a) Vnitřním obvodem se vstupem připojeným na napájecí napětí obvodu (vývod 7), který detekuje nedostatečnou velikost vstupního napětí. Vývod 7 je označen jako UVLO (input Under-Voltage LockOut - vstup detekce podpětí).

b) Vnitřním obvodem s výstupem na vývodu 1, který informuje o podpětí napájecího zdroje. Vývod 1 je označen jako LVO (Low Voltage indicator Output = výstup indikace nízkého napětí).

c) Obvodem proudové ochrany, který pracuje nezávisle v každém jednom pracovním cyklu obvodu.

d) Vestavěným obvodem tepelné ochrany zdroje.

e) Dvěma vstupy pro napětíovou zpětnou vazbu (jsou to dva neinverující sčítané vstupy jednoho OZ).

Proti předcházejícím obvodům neobsahují IO MC34163 a MC33163 integrovanou rekuperační diodu, která nebyla v řadě případů využívána pro svoje nevhodné parametry a napětíovou vazbu na ostatní obvody čipu.

Rozsah pracovních napětí  $U_{CC}$  IO MC34163 a MC33163 je 2,5 až 40 V, výstupní proud  $I_{C1}$  tranzistoru  $T_1$  je 3,0 A, teplotní rozsah pro MC34163P je 0 až +70  $^{\circ}\text{C}$  a pro obvod MC33163P je -40 až +85  $^{\circ}\text{C}$ .

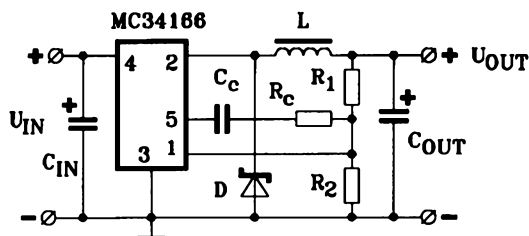
Dalšími obvody se složitější vnitřní strukturou jsou obvody MC34166 a MC33166 (které se opět liší pouze výše uvedeným intervalem pracovních teplot).

Vstupní kladné napájecí napětí se přivádí mezi zem (GND, vývod 3) a vstup kladného napájecího napětí  $U_{IN}$  (vývod 4). S napájecím vstupem  $U_{IN}$  je uvnitř IO přes rezistor  $R_1$  pro snímání proudu propojen kolektor spínacího tranzistoru  $T_1$ . Vstupní proud do tranzistoru  $T_1$  je omezen s pomocí komparátoru I-LIMIT a pomocného zdroje napětí na velikost  $I_{C1} = 3 \text{ A}$  a toto nastavení se nedá měnit.

IO MC34166 a MC33166 je nutno použít vždy s tranzistorem (spínacím S), který je spojen se vstupním napětím. IO je proto vhodný pro zapojení snižující napětí a pro zapojení invertující. Chceme-li jej využít i pro zapojení zvyšující napětí, je třeba doplnit další vnější součástky. Oscilátor pracuje s pevným kmitočtem, který je nastaven vnitřními součástkami a nelze jej měnit. Střída spínání tranzistoru  $T_1$  se přitom může měnit v rozmezí od nuly do 95 % (dáno poměrem nabíjecího a vybíjecího proudu  $I_1$  a  $I_2$ ).

Referenční napětí je +5 V s tolerancí  $\pm 3,0 \%$  od jmenovité velikosti. Referenční napětí není samostatně vyvedeno na vývod pouzdra. S referenčním napětím se porovnává zeslabené (odporovým děličem) výstupní napětí, které se přivádí na vstup VFB (vývod 1) zpětnovazebního napětí.

Obr. 144.  
Základní  
zapojení  
zdroje  
s obvodem  
MC34166



Vnitřní komparátor UVLO hlídá pokles referenčního napětí a tím vlastně minimální velikost vstupního napájecího napětí  $U_{IN}$ , která pro MC34166 a MC33166 může být 8 V. Maximální velikost vstupního napětí je 40 V.

Základní zapojení zdroje s IO MC34166 je na obr. 144.

Zdroj obsahuje všechny obvody a ochrany, které byly popsány dříve.

Protože jsou v IO použity operační zesilovače ve funkci komparátorů s velkým zesílením napětí, je zapotřebí kmitočtově kompenzovat zpětnovazební smyčku. Ke kompenzaci je použit integrující člen  $R_C$ ,  $C_C$ , který je zapojen mezi vstup (vývod 1) a výstup (vývod 5) vnitřního operačního zesilovače, použitého jako komparátoru.

Vzhledem k velkému výstupnímu proudu, malému počtu vývodů a chladicímu křídélku (vyrábí se v pouzdru TO220 s chladicí plochou spojenou se svorkou GND) lze obvod MC34166 považovat přes jeho vnitřní obvodovou složitost za aplikačně nejjednodušší.

Přestože uvedená zapojení spínacích zdrojů pokrývají velkou část potřeb, roste zájem o spínané zdroje s větším výstupním výkonem, než jaký je schopen poskytnout vnitřní, na čipu integrovaný tranzistor.

Integrovaný obvod zdroje se proto posiluje vnějším tranzistorem, a pak je více méně nevhodné nechávat na čipu část tepla původního spínacího tranzistoru, které ohřívá např. zdroj referenčního napětí.

Proto byla vyvinuta celá řada integrovaných obvodů pro buzení vnějších tranzistorů, nejčastěji typu MOS.

Tyto obvody jsou v literatuře považovány za druhou generaci integrovaných obvodů pro spínané zdroje a za jejich představitele lze považovat obvod MC34129.

## MC34129

Tento obvod se vyznačuje velmi malou vlastní spotřebou, možností práce na kmitočtu až 300 kHz a plnou kompatibilitou pro připojení tranzistorů MOSFET.

Přitom se předpokládá použití spínacích tranzistorů MOSFET typu SENSEFET, které spínají proudy řádu jednotek ampérů a jsou ovládány proudy do řádu elektrody řádu jednotek miliampérů.

Kmitočet oscilátoru je nastaven vnějšími součástkami  $R_T$  a  $C_T$ . Kondenzátor  $C_T$  je nabíjen z vnitřního zdroje referenčního napětí  $U_{REF} = 2,5$  V

přes rezistor  $R_T$  na napětí přibližně 1,25 V. Vybiten je vnitřním zdrojem proudu do země.

Hodnoty součástek  $R_T$  a  $C_T$  musí me volit pro kmitočet zhruba o 10 % nižší, než je maximální předpokládaný kmitočet vnější synchronizace, protože vnitřní oscilátor lze pouze zrychlovat, nikoliv zpomalovat.

Pomocí vstupu na vývodu 4 lze zdroj vyřadit z činnosti, a to tak, že na tento vstup přivedeme stejnosměrné napětí v rozsahu od 2 V do plného napájecího napětí  $U_{CC}$ .

Obvod je navržen na principu pulzně-šířkové modulace (PWM). Veškeré vstupní informace, jako je proud tranzistorem, vstupní podpětí, časování oscilátoru, měkký start a zpětnovazební signály jsou zpracovávány do jediné veličiny výstupní, a tou je šířka výstupního impulsu (na vývodu 1) pro buzení vnějšího tranzistoru MOSFET.

Jak ovšem řešit takovou redukcí veličin, to je individuálním úkolem každého výrobce integrovaných řídicích obvodů, postavených na bázi PWM.

Různé veličiny mohou totiž mít svoji různou váhu, a zejména, jsou-li analogové, a nabývají vlastně spojitého intervalu hodnot, je obtížné takovou váhovou síť optimalizovat pro všechny druhy aplikací.

V řadě případů složitějších zdrojů s více výstupními napětími je pak vhodné váhování jednotlivých veličin, vstupujících do hry, ponechat na autorovi konkrétní aplikace a tuto činnost tedy přenést vně integrovaného obvodu.

Obvod MC34129 zahajuje sepnutí vnějšího tranzistoru bez vnějšího vlivu (pomineme-li samozřejmě vliv synchronizačního vstupu), a to impulzem SET, generovaným výstupem oscilátoru na nastavovací vstup RS klopného obvodu.

Vnější tranzistor  $T_1$  se vypíná impulzem RESET. Na okamžiku, kdy je tento impuls generován, se podílí:

a) Oscilátor přímým spojem mezi svým výstupem a hradlem NOR (signál obchází klopný obvod RS) v okamžiku konce nastavené periody opakovacího kmitočtu v případě, kdy není signál RESET vyvolán dříve jinak.

b) Signál  $U_3$  snímáný ze sériového rezistoru  $R_S$ , který indikuje, že proud tranzistorem  $T_1$  (a cívkou  $L$ ) dosáhl maximální velikosti. Signál  $U_3$  je však sčítán s napětím 275 mV a přiváděn na neinverující vstup PWM komparátoru. Toto uspořádání zajišťuje, že komparátor PWM je možno dostateč-

ným napětím překlomit i v případě, když napětí na rezistoru  $R_S$  je malé.

c) Zpětnovazební napětí  $U_{11}$  na vývodu 11 (FEEDBACK/PWM INPUT), 9 nebo 10, které je získáno zeslabením výstupního napětí zdroje odporovým děličem. Napětí  $U_{11}$  je přivedeno na pomocný operační zesilovač, a to na jeho invertující vstup. Napětí  $U_{11}$  se porovnává s napětím  $U_{12}$ . V případě, že je napětí  $U_{11}$  vyšší než  $U_{12}$ , překlomí výstup pomocného OZ do záporné saturace, kterou je potenciál země (GND). Tím se současně také uzemní zdroj proudu 80  $\mu$ A a na invertujícím vstupu komparátoru PWM bude také nulové napětí. Protože na neinverující vstupu komparátoru je vždy minimálně napětí 275 mV (i když je napětí  $U_{RS}$  nulové), překlomí výstup komparátoru PWM do kladné úrovně a tím je generován signál RESET pro klopný obvod RS. Stejnou funkci jako napětí  $U_{11}$  na vývodu 11 mohou způsobit i napětí, přiváděná na vstupy 9 a 10, tj. na pomocný operační zesilovač.

d) Velikosti napětí  $U_{12}$ , které je ovlivňováno měkkým startem obvodu pomocí vnějšího kondenzátoru  $C_S$ .

e) Výstup obvodu UVLO, který přímo pomocí vstupu hradla NOR blokuje budící výstup pro vnitřní tranzistor.

Nejdůležitějším mechanismem vypínání tranzistoru  $T_1$  je dosažení maximálního proudu cívkou  $L$  (a tranzistorem  $T_1$ ). Tento proud je snímán vnějším rezistorem  $R_S$ , připojeným mezi vývod 3 (RAMP INPUT) a zem (GND).

Maximální velikost proudu, který může sériovou kombinací  $L$ ,  $T_1$  a  $R_S$  protékat, je:

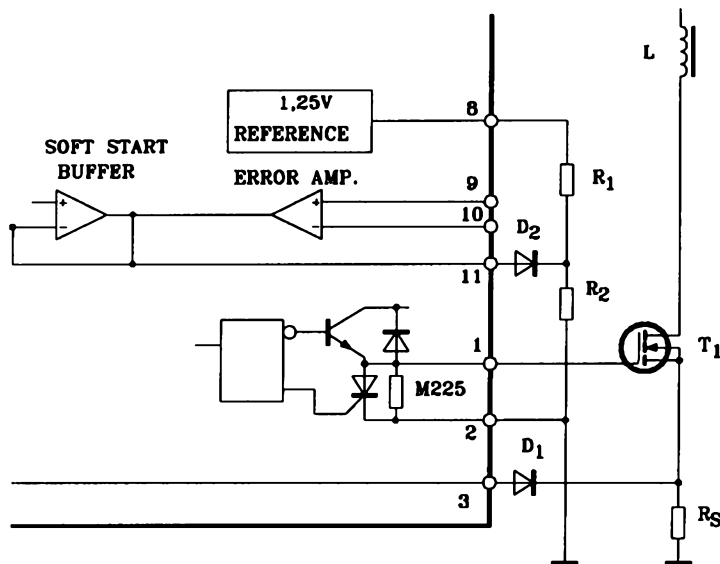
$$I_{pk} = (U_{3R} - 0,275) \cdot K / R_S \quad [A, V, \Omega],$$

kde konstanta  $K$  je pouze v případě použití tranzistoru SENSEFET rovna 1, pro všechny ostatní typy tranzistorů je dána poměrem  $I_D / (I_D + I_G)$ , kde  $I_D$  je proud kolektoru (drain) a  $I_G$  je proud hradla (gate). Napětí  $U_{3R}$  je hraniční (rozhodovací) velikost napětí na vstupu 3, která je typicky 1,95 V.

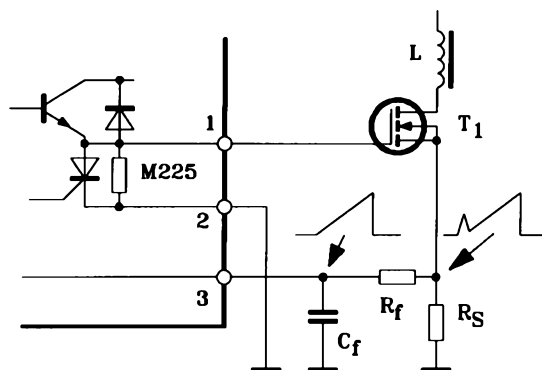
Když z nějakých důvodů nemůže napětí na rezistoru  $R_S$  při maximálním proudu  $I_{pk}$  dosáhnout rozhodovací velikosti  $U_{3R}$ , pak je nutné použít řešení podle obr. 145, kdy je nedostatečné napětí na rezistoru  $R_S$  zvětšeno o úbytek napětí v propustném směru na diodě  $D_1$ . Naprosto shodnou diodu  $D_2$  však musíme zapojit i do vstupu zpětné vazby (vývod 11). Maximální velikost proudu  $I_{pk}$  potom bude:

$$I_{pk} = \{1,25 \cdot R_1 / (R_1 + R_2) - 0,275\} \cdot K / R_S \quad [A, V, \Omega].$$

Proud  $I_{pk}$  může v některých případech obsahovat rušivé impulzy ve tvaru úzkých špiček (které vznikají při vypínání proudu cívkou), a tak je vhodné napětí z rezistoru  $R_S$  filtrovat, aby na vstupu 3 bylo pouze lineárně rostoucí



Obr. 145. Úprava zapojení obvodu MC34129 pro omezení maximální velikosti proudu pro nízká napětí



Obr. 146. Použití integračního článku RC jako filtru napětí z rezistoru  $R_S$

napětí, jaké předpokládají další vnitřní obvody zdroje. Zapojení vhodného filtru je na obr. 146. Časová konstanta filtru, tvořeného rezistorem  $R_f$  a kondenzátorem  $C_f$ , musí být odzkoušena nejlépe experimentálně tak, aby byl dostatečně potlačen nežádoucí rušivý impuls a přitom nebyl porušen tvar základního trojúhelníkového průběhu, nezbytný pro správnou činnost IO.

Pomocné (chybové) operační zesilovače mají výstup s otevřeným kolektorem, takže se dají jejich výstupy propojit navzájem. Operační zesilovače jsou při velkém zesílení plně kompenzovány na čipu a nepotřebují vnější kompenzační obvody. Výstupy obou operačních zesilovačů jsou připojeny k invertujícímu vstupu komparátoru PWM, který je napájen proudem 80  $\mu A$  z vnitřního zdroje proudu.

Pomocné operační zesilovače mají dominantní vliv (vedle snímaného proudu) na činnost širkového modulatoru (PWM).

Operační zesilovače také zajišťují tzv. měkký start obvodu pomocí vnějšího kondenzátoru  $C_S$ , který je napájen vnitřním zdrojem proudu 1  $\mu A$ . Na velikosti kapacity tohoto kondenzátoru závisí doba náběhu zdroje, která trvá tak dlouho, dokud napětí na kondenzátoru  $C_S$  nedosáhne velikosti 1,95 V. V tom okamžiku převzme proud obvod NRO (referenční obvod v sérii s re-

zistorem o odporu 35 k $\Omega$ , na kterém je úbytek napětí při proudu 1  $\mu A$  zanedbatelný) a kondenzátor  $C_S$  se dále nenabíjí.

Protože kondenzátor  $C_S$  se nabíjí ze zdroje konstantního proudu  $I$ , platí pro dobu měkkého startu vztah:

$$t_s = (C_S \cdot U_{NRO}) / I = C_S \cdot 1,95 / 1 \cdot 10^{-6} = 1,95 \cdot 10^{-6} \cdot C_S \text{ [s]}.$$

Pro běžně užívanou velikost kapacity  $C_S = 1 \cdot 10^{-7} \text{ F} = 100 \text{ nF}$  pak vychází doba náběhu zdroje  $t_s = 0,195 \text{ s}$ .

Obvod MC34129 pracuje s minimálním napětím napájecího zdroje  $U_{INmin} = 3,6 \text{ V}$ . Napájecí napětí  $U_{IN}$  na vývodu 14 (vývod 14 je napájení IO a je označen jako  $U_{CC}$ ) je porovnáváno s pomocným napětím o velikosti 3,6 V komparátorem UVLO. Pokud je napětí  $U_{IN}$  menší než  $U_{INmin}$ , pak je na výstupu komparátoru UVLO kladné napětí. Toto kladné napětí blokuje obvod NOR, který ovládá výstupní budič.

Pokud je napájecí napětí větší než 14,3 V, nelze vynechat ochranný rezistor, zapojený do série s vývodem 14, jinak by prudce vzrostl proud tímto vývodem, který je dimenzován pouze na 50 mA. Proto se doporučuje vstup  $U_{CC}$  chránit vnější Zenerovou diodou se Zenerovým napětím asi 10 V. Při použití ochranného rezistoru je mini-

mální napájecí napětí, od kterého zapojení pracuje, asi 4,2 V.

Nedostatečná velikost napájecího napětí je také indikována tím, že napětí na vývodu 13 poklesne pod 1 V.

Pokud je napájecí napětí  $U_{IN}$  větší než je povolené napájecí napětí IO MC34129, zapojíme napájení IO podle obr. 147. IO je napájen přes emitorový sledovač  $T_2$ , který zmenšuje napětí  $U_{IN}$  na potřebnou velikost.

Pomocné vinutí  $L_2$  spolu s usměrňovací diodou  $D$  zlepšuje účinnost celého zdroje. Po náběhu zdroje je IO napájen z tohoto vinutí a ztrátový výkon na sériovém regulačním tranzistoru  $T_2$  poklesne.

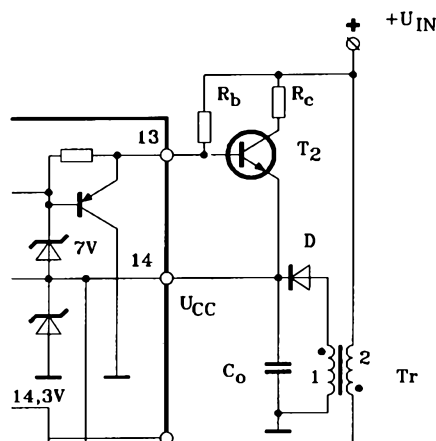
Důležitým obvodem na čipu IO MC34129 je výstupní budič, který je tvořen hradlem NOR (obr. 145). Hradlo zabezpečuje logickou kombinací ovládacích signálů a má dva navzájem invertované výstupy.

Při impulsu SET je horní výstup hradla NOR v úrovni „log. 1“ a dolní v úrovni „log. 0“. Spíná bipolární tranzistor i tyristor, takže i když impuls SET skončí, tranzistor se udržuje v sepnutém stavu a dodává do výstupu 1 téměř plně napájecí napětí.

Jakmile však přijde impuls RESET, na horním výstupu NOR bude úroveň „log. 0“ a na dolním úroveň „log. 1“. Do báze bipolárního tranzistoru přestane téci proud, tranzistor vypne a jeho kolektorový proud se zmenší na velikost zbytkového proudu  $I_{CE0}$ . Protože zbytkový proud je menší než přídržný proud  $I_H$  tyristoru, tyristor vypne. Rezistor o odpor 225 k $\Omega$  (M225) přenáší při vypnutém tranzistoru na vývod 1 (výstup) potenciál země (GND).

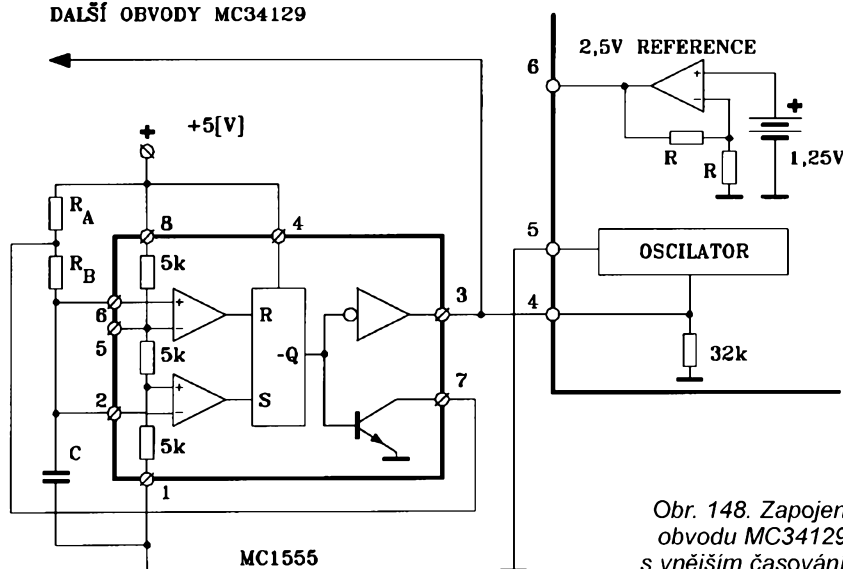
Obvod MC34129 má dvě referenční napětí. Referenční napětí 1,25 V je na vývodu 8 a má toleranci  $\pm 2 \%$  při teplotě 25  $^{\circ}C$ . Druhé referenční napětí o velikosti 2,5 V na vývodu 6 má toleranci  $\pm 5 \%$  a získává se z prvního referenčního napětí pomocným operačním zesilovačem se zesílením  $A_U = 2$ .

Obvod MC34129 lze časovat pomocí vstupu 4 (SYNCH/INHIBIT IN-



Obr. 147. Úprava pro napájení obvodu MC34129 větším napájecím napětím

# DALŠÍ OBVODY MC34129



Obr. 148. Zapojení obvodu MC34129 s vnějším časováním

PUT) z vnějšího zdroje, případně toto časování synchronizovat s dalšími obvody. Zapojení obvodu MC34129 s vnějším časováním je na obr. 148.

Jako zdroj kmitočtu je použit obvod MC1555 (NE555), u kterého lze volbou vnějších součástek určit jak kmitočet, tak střidu. MC1555 obsahuje na vstupu dva operační zesilovače a odporovou síť, tvořenou třemi rezistory se shodným odporem 5 kΩ. Tyto rezistory vytváří z napájecího napětí 5 V dvě rozhodovací napětí. Rozhodovací napětí  $U_1$  na spodním rezistoru má velikost  $U_1 = 5/3 = 1,7$  V, rozhodovací napětí  $U_2$  na středním rezistoru (proti zemi) je  $U_2 = 5 \cdot 2/3 = 3,3$  V. O napětí  $U_1$  je „opřen“ neinvertující vstup spodního OZ a o napětí  $U_2$  invertující vstup horního OZ. Kondenzátor C je nabíjen z napájecího zdroje 5 V přes vnější rezistory  $R_A$  a  $R_B$ , takže nabíjecí časová konstanta kondenzátoru C je:

$$t_1 = (R_A + R_B) \cdot C \quad [\text{s}, \Omega, \text{F}].$$

Když se kondenzátor nabije poprvé na napětí  $U_1$ , neděje se nic a jeho nabíjení pokračuje až do napětí  $U_2$ . Když napětí na C překročí  $U_2$ , objeví se na výstupu horního OZ vysoká úroveň (přibližně 5 V), která pro klopný obvod RS představuje impuls RESET. Na invertovaném výstupu -Q klopného obvodu se tedy objeví úroveň „log. 1“, která je invertorem přenesena na vstup 4 obvodu MC34129. Současně sepne bipolární tranzistor, připojený k výstupu -Q klopného obvodu.

Tento tranzistor spojí se zemí střed děliče  $R_A$ ,  $R_B$  a kondenzátor C se začne vybíjet v přes rezistor  $R_B$ . Časová konstanta vybíjení je:

$$t_2 = R_B \cdot C \quad [\text{s}, \Omega, \text{F}].$$

Vybíjení kondenzátoru pokračuje tak dlouho, dokud napětí na něm neklesne pod  $U_1$ , kdy výstup spodního OZ přejde do nízké úrovně (přibližně 0 V), která pro klopný obvod RS před-

stavuje impuls SET. Klopný obvod překlápá, na jeho negovaném výstupu se objeví napětí blízké zemi (úroveň „log. 0“), bipolární tranzistor vypne a přes invertor se na vstupu 4 obvodu MC34129 objeví úroveň „log. 1“.

Perioda kmitů obvodu MC1555 je úměrná součtu časových konstant  $t_1 + t_2$ . Kmitočet oscilací je:

$$f = 1/T = K/(t_1 + t_2) = 1,44 / \{(R_A + 2 \cdot R_B) \cdot C\},$$

kde konstanta  $K$  přibližně i k nenulovému napětí  $U_{CES}$  vybíjecího tranzistoru a ke konečnému zesílení obou OZ.

Střída signálu na výstupu MC1555 je dána poměrem časové konstanty nabíjení  $t_1$  k celé době periody, kde se číselné konstanty vykrátí stejně jako konkrétní velikost kapacity kondenzátoru C:

$$s = t_1/T = R_A/(R_A + R_B + R_A) = R_A/(2 \cdot R_A + R_B).$$

Z uvedeného vztahu vyplývá, že pokud se realizují rezistory  $R_A$  a  $R_B$

jako jeden potenciometr, je možné při zachování kmitočtu nastavovat střidu signálu.

Signál z vnějšího oscilátoru se přivádí do IO MC34129 na vývod 4. Vývod 5, kam byl původně připojen oscilační kondenzátor, je spojen se zemí a vývod 6 (výstup referenčního napětí 2,5 V) zůstává nepřipojen.

Kromě klasických tranzistorů MOSFET je možné ve spínaných zdrojích s výhodou použít i tranzistory SENSEFET.

Jejich připojení k obvodu MC34129 se doporučuje podle obr. 149. Napětí na vývodu 3 je potom úměrné proudu  $I_{pk}$  podle vztahu:

$$U_3 = (R_S \cdot I_{pk} \cdot r_{DSon}) / (r_{DSon} + R_S),$$

kde  $r_{DSon}$  je parazitní odpor mezi kolektorem (drain) a substrátem sepnutého tranzistoru SENSEFET a  $r_{DSon}$  je odpor mezi kolektorem a vývodem M pro připojení vnějšího rezistoru  $R_S$ .

Pro SENSEFET typu MTP10N10M a odpor  $R_S = 200 \Omega$  je po dosazení uvedených velikostí odporů z náhradního schématu tranzistoru dán převodní vztah ve tvaru:

$$U_3 = 0,075 \cdot I_{pk} \quad [\text{V}, \text{A}].$$

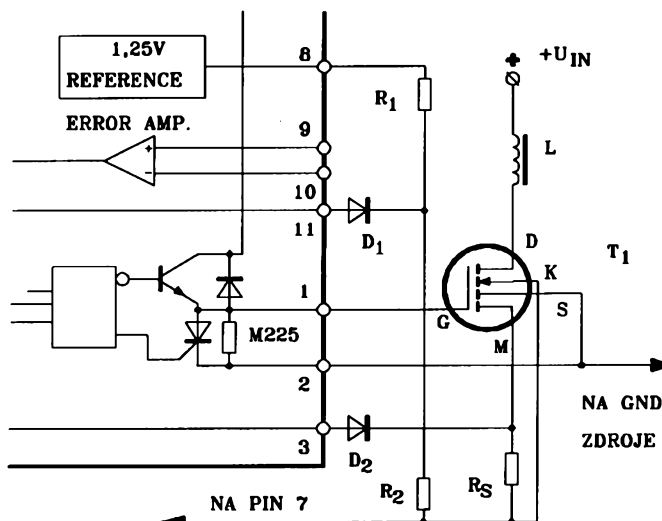
Jak je patrné, vztah se značně liší od vztahu:

$$U_3 = R_S \cdot I_{pk} = 200 \cdot I_{pk},$$

který je možné předpokládat u běžných tranzistorů MOSFET.

Poslední aplikaci, na kterou je nutno upozornit, je napěťové buzení vnějšího tranzistoru. Pokud budíme tranzistor typu MOSFET, je vše v pořádku. Budíme-li však bipolární tranzistor (NPN), potom je nutno mezi výstup 1 a bází vnějšího tranzistoru zařadit omezovací rezistor. Velikost odporu tohoto rezistoru musí na jedné straně zabezpečit, aby tranzistor bezpečně sepnul na práh saturace:

$$R_{Bmin} = U_1 / I_{Bmin} = (U_{CC} - U_{CES} - U_{BE}) \cdot h_{21E} / I_C,$$



Obr. 149. Buzení tranzistoru SENSEFET obvodem MC34129

kde  $U_{CES}$  je saturační napětí vnitřního budicího tranzistoru,  $U_{BE}$  je napětí báze-emitor vnějšího spínacího tranzistoru v saturaci a  $h_{21E}$  je proudový zesilovací činitel vnějšího tranzistoru při jeho kolektorovém proudu  $I_C$ .

Na druhé straně nesmí proud  $I_B$  překročit velikost, která by poškodila vnitřní budicí tranzistor ( $I_{1MAX}$ ), případně vnější spínací tranzistor ( $I_{BMAX}$ ).

Menší z obou proudů  $I_{1MAX}$  a  $I_{BMAX}$  označíme jako proud  $I_{min}$  a pro něj vypočteme:

$$R_{BMAX} = (U_{CC} - U_{CES} - U_{BE}) / I_{min}$$

Aby se zrychlilo spínání vnějšího tranzistoru, přemostuje se rezistor  $R_B$  kondenzátorem (paralelně k rezistoru  $R_B$ ). Kapacita tohoto kondenzátoru se volí podle běžných zásad spínací techniky.

Nedoporučuje se vkládat sériový ochranný rezistor mezi vývod 1 a hradlo MOSFET tranzistoru. S kapacitou  $C_{GS}$  by se tak vytvořil integrační členek RC, který by zpomaloval spínání tranzistoru MOSFET. Pokud ochranný rezistor použijeme, opět k němu připojíme paralelní kondenzátor vhodné kapacity (kapacitu obvykle určujeme experimentálně podle rychlosti spínání kolektorového proudu).

## MC34060

Firma MOTOROLA dala na trh celou řadu jednoduchých, snadno aplikovatelných obvodů s malým počtem vývodů bez možnosti nejrůznějších variant činnosti. Lze je nazývat integrovanými obvody pro spínané zdroje třetí generace.

Tuto řadu představují obvody MC34060, TL494, TL594, UC2842, UC2843, UC2844, UC2845, UC3842, UC3843, UC3844 a UC3845.

Uvedené IO mají poměrně složité vnitřní zapojení, ale celkové zapojení spínaných zdrojů, ve kterých jsou použity, je velmi jednoduché.

Obvody MC34060 a MC35060 jsou řídicí obvody pro spínané zdroje s pevným kmitočtem (nastaveným vnějšími součástkami) a pracují na principu PWM (pulzně šířkové modulace).

Kmitočtem oscilátoru se nastavuje, obdobně jako u jiných typů, pomocí vnějšího členu RC podle vztahu:

$$f_{osc} = 1,1 / (R_T \cdot C_T)$$

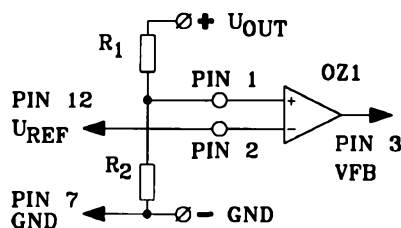
V zapojení IO MC34060 a MC35060 lze použít vnitřního operačního zesilovače OZ1, který eliminuje hysterezi zpětnovazebního komparátoru a tím zmenšuje zvlnění výstupního napětí.

Zapojení pomocného operačního zesilovače pro kladná výstupní napětí je na obr. 150.

Pro velikost kladného výstupního napětí platí:

$$U_{OUT} = U_{REF} \cdot (R_2 / R_1 + 1)$$

Proud děličem  $R_1$ ,  $R_2$  volíme mnohem větší, než je vstupní proud  $I_{vst}$



Obr. 150. Zapojení pomocného OZ pro kladná výstupní napětí

OZ1. Pro  $I_{vst} = 1 \mu A$  volíme proud děličem  $I_d$  v rozmezí 0,1 až 1 mA.

Při zvoleném proudu  $I_d = 1 \text{ mA}$  je odpor rezistoru  $R_2$  dán vztahem:

$$R_2 = U_{REF} / I_d = 5 / 1 \cdot 10^{-3} = 5 \cdot 10^3 [\Omega] = 5 [\text{k}\Omega]$$

Odporu rezistoru  $R_1$  se vypočte:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 \cdot (U_{OUT} / U_{REF} - 1) = \\ &= 5 \cdot 10^3 \cdot (U_{OUT} / 5 - 1) = \\ &= (U_{OUT} - 5) \cdot 10^3 [\Omega, \text{V}] \end{aligned}$$

Odlíší se zapojení výstupní děliče a OZ1 pro záporná výstupní napětí (obr. 151).

Pokud volíme opět proud děliče  $I_d = 1 \text{ mA}$  a porovnáváme výstupní záporné napětí („podepřené“ kladným referenčním napětím) se zemí (vstup 1 je spojen s GND), pak odpor rezistoru  $R_1$  závisí na velikosti referenčního napětí:

$$R_1 = U_{REF} / I_d = 5 / 1 \cdot 10^{-3} = 5 [\text{k}\Omega]$$

a odpor rezistoru  $R_2$  je:

$$\begin{aligned} R_2 &= R_1 \cdot (-U_{OUT} / U_{REF} - 1) = \\ &= -U_{OUT} / I_d + R_1 = (5 - U_{OUT}) \cdot 10^3 [\Omega, \text{V}] \end{aligned}$$

Ovlivňovat dobu, kdy je výstupní tranzistor uzavřen (Dead Time Control = řízení doby vypnutí) je možno, jak již bylo uvedeno, přivedením kladného napětí na vývod 4. Řídicí napětí lze odvodit děličem z referenčního napětí podle obr. 152.

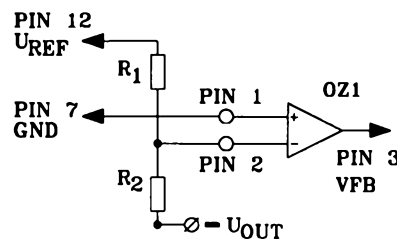
Protože doba vypnutí tranzistoru závisí na čase, kdy narůstající napětí na kondenzátoru  $C_T$  překročí součet napětí  $U_{R2} + 0,12 \text{ V}$ , nelze tuto závislost vyjádřit jinak, než prostřednictvím poměrné doby vypnutí nebo sepnutí.

Doporučuje se používat empirický vzorec pro maximální možnou dobu sepnutí v závislosti na poměru odporů rezistorů  $R_3$  a  $R_4$ :

$$\begin{aligned} t_{1MAX} \cdot 100 / T &= \\ &= 92 - \{160 / (1 + R_3 / R_4)\} [\%] \end{aligned}$$

Měkký start zdroje dosáhneme, když připojíme paralelně k rezistoru  $R_3$  kondenzátor  $C_S$  podle obr. 153.

Po zapnutí zdroje bude napětí na vývodu 4 pomalu klesat z velikosti  $U_{REF} = 5 \text{ V}$  na konečnou velikost, danou dělicím poměrem  $R_3 / R_4$ .



Obr. 151. Zapojení pomocného OZ pro záporná výstupní napětí

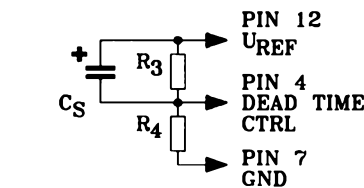
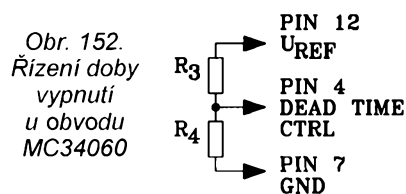
Pomalý pokles napětí na vývodu 4 způsobí pomalý nárůst maximální možné doby sepnutí spínacího tranzistoru a tím i pomalý nárůst výstupního napětí zdroje.

Když potřebujeme řídit několik (dva nebo i více) spínaných zdrojů s obvody MC34060 najednou a požadujeme navíc synchronní provoz všech zdrojů, potom je možné zvolit jeden IO jako řídicí a ostatní jako řízené (obr. 154). Řídicí IO je na obr. 154 nahoře a je nazýván MASTER, řízený IO je na obr. 154 dole a je nazýván SLAVE.

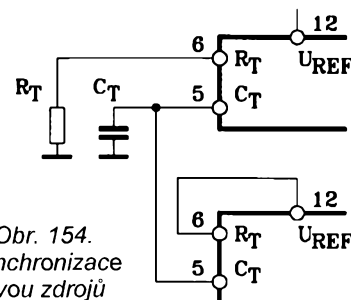
Řídicí obvod má své časovací součástky  $R_T$  a  $C_T$ , ostatní řízené obvody mají na vstup 6 připojeno referenční napětí a kondenzátor  $C_T$  využívají společně s obvodem řídicím.

Zapojení spínacího zdroje s obvodem MC34060, který snižuje napětí a je vybaven měkkým startem a omezením výstupního proudu, je na obr. 155.

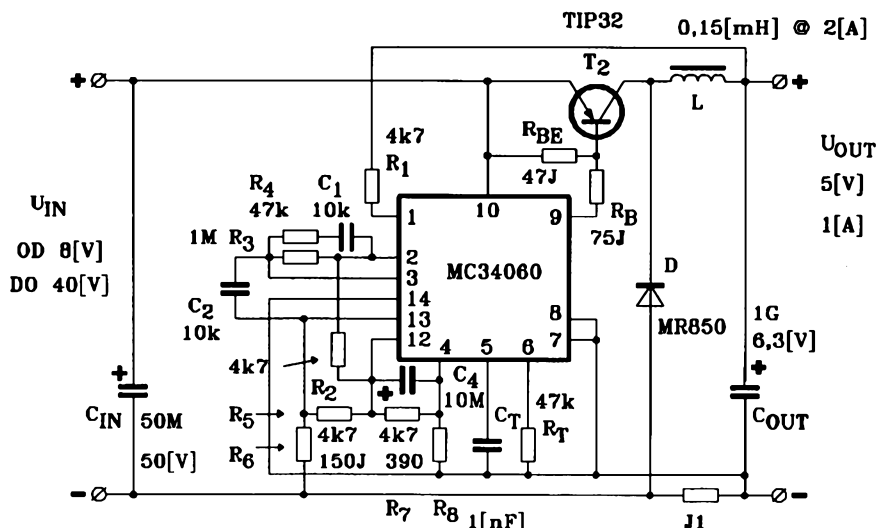
Vnitřní tranzistor  $T_1$  budí vnější bipolární tranzistor PNP typu TIP32. Výstupní napětí  $U_{OUT}$  je přes ochranný rezistor  $R_1$  přivedeno přímo na neinvertující vstup (vývod 1) pomocného



Obr. 153. Měkký start obvodu MC34060



Obr. 154. Synchronizace dvou zdrojů



Obr. 155. Spínací zdroj snižující napětí s obvodem MC34060 s měkkým startem a s omezením výstupního proudu

operačního zesilovače OZ1 obvodu MC34060. OZ1 porovnává výstupní napětí s referenčním napětím  $U_{REF}$ , které je přiváděno přes ochranný rezistor na invertující vstup 2 tétož OZ1.

Vnitřní OZ1 má zesílení pro stejnosměrný signál (i jeho pomalé změny) určené zápornou zpětnou vazbou, která je zavedena děličem z rezistorů  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_7$  a  $R_8$  (zanedbáme-li vliv  $R_5$  a  $R_6$ ). Napětíové zesílení OZ1 je:

$$A_u = R_3 / (R_2 + R_7 + R_8) + 1 = 1 \cdot 10^6 / (4,7 \cdot 10^3 + 4,7 \cdot 10^3 + 390) + 1 = 102.$$

Toto zesílení má však OZ1 pouze pro nejnižší kmitočty, na kterých je reaktance kondenzátoru  $C_1$  podstatně větší než je odpor rezistorů  $R_5$  a  $R_3$ . Mezní kmitočet  $f_{MAX}$ , od kterého se začne zesílení zmenšovat, je:

$$f_{MAX} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot C_1 \cdot R_3) = 16 \text{ [Hz]},$$

což znamená, že zesilovač plně zesiluje pouze kmitočty, odpovídající pomalému kolísání teploty.

Pro kmitočty podstatně vyšší než  $f_{MAX}$  představuje reaktance (kapacitní odpor) kondenzátoru  $C_1$  vůči odporu rezistoru  $R_3$  zkrat a zesílení je dáno poměrem:

$$A_u = R_4 / (R_2 + R_7 + R_8) + 1 = 47 \cdot 10^3 / (4,7 \cdot 10^3 + 4,7 \cdot 10^3 + 390) + 1 = 5,8.$$

Z výstupu referenčního napětí (vývod 12) je odvozoováno napětí pro vstup 4 (Dead Time) a současně se blokováním rezistoru  $R_7$  kondenzátorem  $C_4 = C_S$  zavádí měkký start obvodu. Za dobu nabití kondenzátoru  $C_4$  se považuje dosažení 99 % ustálené velikosti napětí z děliče  $R_7$  a  $R_8$ , na který se přivádí referenční napětí. Kondenzátor se nabije za dobu  $7 \cdot \tau$ , kde  $\tau$  je

časová konstanta obvodu, v němž je kondenzátor nabíjen:

$$\tau = R_8 \cdot C_4 = 390 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ [s]},$$

tedy doba náběhu zdroje je:

$$t_N = 7 \cdot \tau = 7 \cdot 3,9 \cdot 10^{-3} = 27 \text{ [ms]}.$$

To je, jak dále uvidíme, asi 580 period spínacího signálu, takže náběh lze považovat za skutečně pomalý z hlediska spínacího zdroje. Přitom je náběh dostatečně rychlý z hlediska průběhu napětí na zátěži.

Maximální doba sepnutí spínacího tranzistoru se vypočte podle dříve uvedeného vztahu:

$$t_{1MAX} \cdot 100 / T = 92 - \{160 / (1 + R_7 / R_8)\} = 92 - \{160 / (1 + 4,7 \cdot 10^3 / 390)\} = 78 \text{ [%]}.$$

Protože lze z hodnot  $R_T$  a  $C_T$  určit i kmitočet oscilátoru:

$$f_{osc} = 1,1 / (R_T \cdot C_T) = 1,1 / (47 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9}) = 23,4 \text{ [kHz]},$$

lze určit i dobu periody:

$$T = 1 / f_{osc} = 1 / 23,4 \cdot 10^3 = 43 \text{ [}\mu\text{s]}.$$

a tedy i skutečnou dobu sepnutí:

$$t_{1MAX} = 0,78 \cdot T = 0,78 \cdot 43 \cdot 10^{-6} = 33 \text{ [}\mu\text{s]}.$$

a konečně i dobu vypnutí tranzistoru:

$$t_{2min} = T - t_{1MAX} = 43 - 33 = 10 \text{ [}\mu\text{s]}.$$

Druhý operační zesilovač OZ2 je využit k tomu, aby omezoval výstupní proud.

Na invertující vstup (vývod 13) OZ2 je přivedeno napětí  $U_{13}$ , které je zmenšené z napětí referenčního děliče  $R_5$ ,  $R_6$ :

$$U_{13} = U_{REF} \cdot R_6 / (R_5 + R_6) = 5 \cdot 150 / (4700 + 150) = 0,155 \text{ [V]}.$$

Napětí  $U_{13}$  je porovnáváno s napětím ze snímacího rezistoru o odporu  $0,1 \Omega$  ( $J_1$ ), který je zapojen do cesty výstupního proudu. Napětí ze snímacího rezistoru je přivedeno na neinverující vstup (vývod 14) OZ2.

Výstupního proud se omezi na velikost:

$$I_{OUTMAX} = (U_{13} \pm U_{IO}) / 0,1 = U_{14} / 0,1 = (0,155 \pm 0,010) / 0,1 = 1,45 \text{ až } 1,65 \text{ [A]},$$

kde  $U_{IO}$  je katalogová hodnota maximální napětíové nesymetrie OZ2 a záleží na její polaritě, zda se přičítá nebo odečítá.

Ve skutečnosti bude pravděpodobně rozptýl velikostí omezeného proudu podstatně menší.

Mezi invertující vstup OZ2 (vývod 13) a výstup OZ2 (vývod 3) je zapojen integrační kondenzátor  $C_2$  o kapacitě  $10 \text{ nF}$ , který omezuje vliv proudových špiček ze snímacího rezistoru.

Volba hodnot ostatních součástek byla již popsána u předcházejících typů zdrojů.

Dalším typem zdroje s obvodem MC34060 je zdroj zvyšující vstupní napětí na obr 156.

Operační zesilovač OZ1 je zapojen shodně s předcházejícím příkladem.

Na invertující vstup druhého operačního zesilovače OZ2 (vývod 12) je tentokrát připojeno plné referenční napětí  $U_{REF}$  a je porovnáváno se zeslabeným napětím  $U_{OUT}$ , které je přivedeno z děliče  $R_1$ ,  $R_2$ . Na vstupu 14 je napětí:

$$U_{14} = U_{OUT} \cdot R_2 / (R_1 + R_2).$$

Celé časování je shodné s předcházejícím příkladem, jsou totiž použity shodné součástky pro nastavení kmitočtu i doby vypnutí tranzistoru  $T_1$ .

Podobným způsobem je nastaveno i zesílení OZ1, opět rozdílně pro stejnosměrné a střídavé napětí.

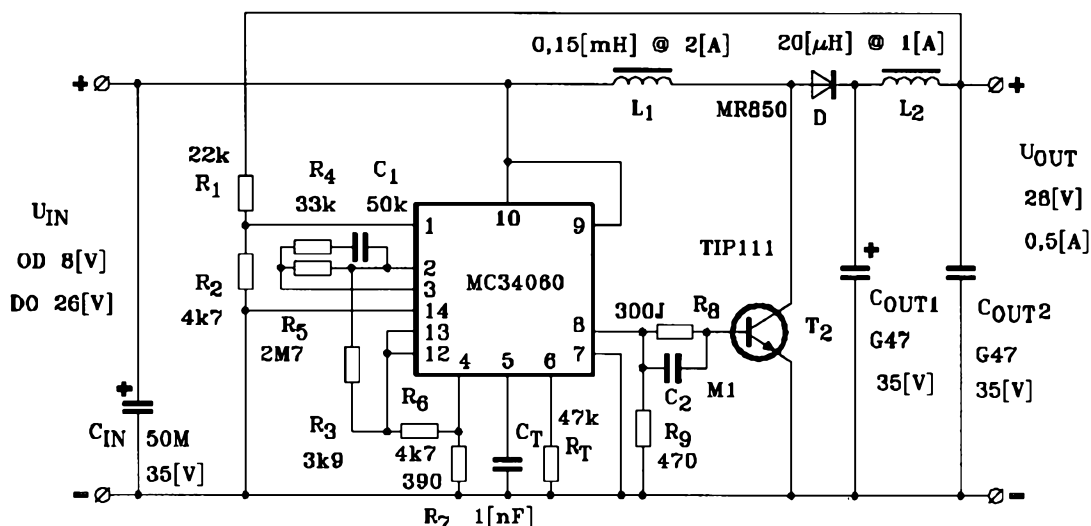
Vnější tranzistor je však tentokrát buzen jako součást téměř Darlingtonova zapojení. Rezistor  $R_9$  zabraňuje proudem tranzistoru  $T_1$  a rezistor  $R_8$  omezuje velikost emitorového proudu tranzistoru  $T_1$ , respektive proudu báze tranzistoru  $T_2$ .

Zajímavým doplňkem zdroje je výstupní filtr, tvořený druhou cívku  $L_2$  a druhým výstupním kondenzátorem  $C_{OUT2}$ .

Filtrační schopnost výstupního filtru je dána činitelem filtrace, který vyjadřuje, kolikrát filtr zmenšuje obsah střídavé složky procházejícího signálu. Přibližná velikost činitele filtrace (pro  $ESR = 0$ ) je:

$$K_F = (2 \cdot \pi \cdot f_{osc})^2 \cdot L_2 \cdot C_{OUT2} = (2 \cdot \pi \cdot 23,4 \cdot 10^3)^2 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 0,47 \cdot 10^{-3} = 203.$$

Obr. 156.  
Spínaný  
zdroj  
zvyšující  
napětí  
s obvodem  
MC34060



Návrh a dimenzování ostatních součástek již bylo zmiňováno.

Schéma kombinovaného zdroje, který umožňuje invertovat vstupní napětí, a ve velmi širokém rozsahu velikosti vstupního napětí umožňuje snižovat nebo zvyšovat výstupní napětí, je na obr. 157.

Operační zesilovač OZ2 omezuje maximální proud do zátěže tím, že snímá úbytek napětí na rezistoru o odporu  $R_{SC} = 1 \Omega$  a porovnává tento úbytek s napětím  $U_{13}$  ve středu děliče  $R_5, R_6$ .

Ve středu děliče je napětí:

$$U_{13} = U_{REF} \cdot R_6 / (R_5 + R_6) = 5 \cdot 3,3 \cdot 10^3 / (47 \cdot 10^3 + 3,3 \cdot 10^3) = 0,328 \text{ [V]}.$$

Velikost omezeného proudu je dána vztahem (při zanedbání napěťové nesymetrie vstupů OZ2):

$$I_{OUTMAX} = U_{13} / R_{SC} = U_{14} / R_{SC} = 0,328 / 1 = 0,328 \text{ [A]}.$$

Vnitřní operační zesilovač OZ1 opět řídí velikost výstupního napětí. Protože je výstupní napětí záporné, je přes dělič z rezistorů  $R_1$  a  $R_2$  připojeno

na referenční napětí 5 V. Napětí z odbočky děliče je přivedeno na invertující vstup (vývod 2) operačního zesilovače OZ1, který je porovnává s potenciálem země, přivedeným na jeho neinvertující vstup (vývod 1). Dělič je navržen tak, aby na jeho odbočce byl potenciál země právě při požadovaném výstupním napětí.

Do série s neinvertujícím vstupem OZ1 je zapojen rezistor  $R_9$ . Úbytek napětí na  $R_9$ , způsobený průtokem vstupního proudu neinvertujícího vstupu OZ1, kompenzuje úbytek napětí na vnitřním odporu děliče  $R_1, R_2$ , způsobený průtokem vstupního proudu invertujícího vstupu. Nevykompenzovaný úbytek by zvětšoval vstupní napěťovou nesymetrii OZ1.

Protože vstupní proudy obou vstupů OZ1 jsou přibližně shodné, musí být odpor rezistoru  $R_9$  roven vnitřnímu odporu děliče  $R_1, R_2$ :

$$R_9 = R_1 // R_2 = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 30 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3 / (30 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3) = 7,5 \cdot 10^3 \text{ [\Omega]}.$$

Ostatní obvody a jejich návrh již byly popsány u předcházejících zapojení.

Na malém zvlnění výstupního napětí se podílí výstupní filtr. Klasickým výpočtem dostaneme pro kmitočet zvlnění rovný  $f_{osc} = 23,4 \text{ kHz}$  přibližnou velikost činitele filtrace (pro  $ESR = 0$ ):

$$K_F = (2 \cdot \pi \cdot f_{osc})^2 \cdot L_2 \cdot C_{OUT2} = (2 \cdot \pi \cdot 23,4 \cdot 10^3)^2 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 0,33 \cdot 10^{-3} = 143.$$

Ve skutečnosti je činitel filtrace menší vlivem  $ESR$ , který nemusí být vždy zanedbatelný vůči reaktanci kondenzátoru na kmitočet zvlnění.

V našem případě je reaktance kondenzátoru  $C_{OUT2}$ :

$$X_{COUT2} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot f_{osc} \cdot C_{OUT2}) = 1 / (2 \cdot \pi \cdot 23,4 \cdot 10^3 \cdot 0,33 \cdot 10^{-3}) = 0,02 \text{ [\Omega]}.$$

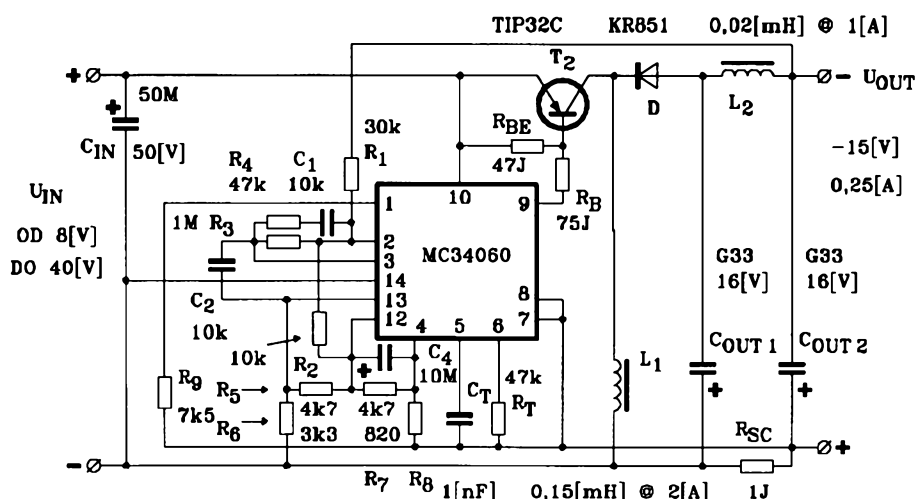
Aby  $ESR$  použitého kondenzátoru byl zanedbatelný vzhledem k jeho reaktanci, museli bychom použít více paralelně zapojených kvalitních kondenzátorů s malým  $ESR$  každého z nich. Protože i kvalitní kondenzátory mají  $ESR$  okolo  $0,1 \Omega$ , museli bychom složit kondenzátor  $C_{OUT2}$  z pěti kusů, aby celkový  $ESR$  byl pouze stejný jako reaktance  $X_{COUT2}$ .

Chceme-li zjednodušit, ale přesněji vypočítat činitele filtrace, musíme volit kapacitu kondenzátoru  $C_{OUT2}$  tak velkou, aby jeho reaktance byla zanedbatelná oproti jeho  $ESR$  a pak počítat s  $ESR$  místo s reaktancí.

Je-li tedy  $X_{COUT2} = 0,02 \Omega$ , pak stačí na místě  $C_{OUT2}$  jen jeden kondenzátor s  $ESR$  například  $0,1 \Omega$ . Činitel filtrace je přibližně dán dělicím poměrem integračního článku  $L_2, C_{OUT2}$ , při výpočtu uvažujeme  $ESR$  místo  $X_{COUT2}$ :

$$K_F = u_1 / u_2 = (ESR + X_{L2}) / ESR = (0,1 + 2 \cdot \pi \cdot 23,4 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-6}) / 0,1 = 30,4,$$

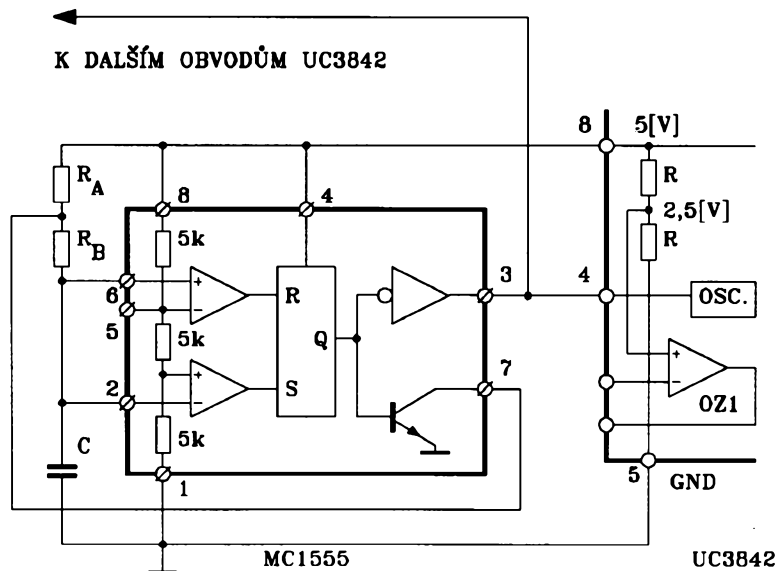
kde  $u_1$  je velikost střídavé složky výstupního napětí před filtrem a  $u_2$  je ve-



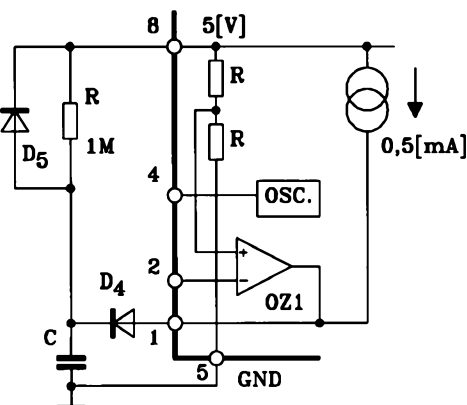
Obr. 157. Invertující spínaný zdroj s obvodem MC34060

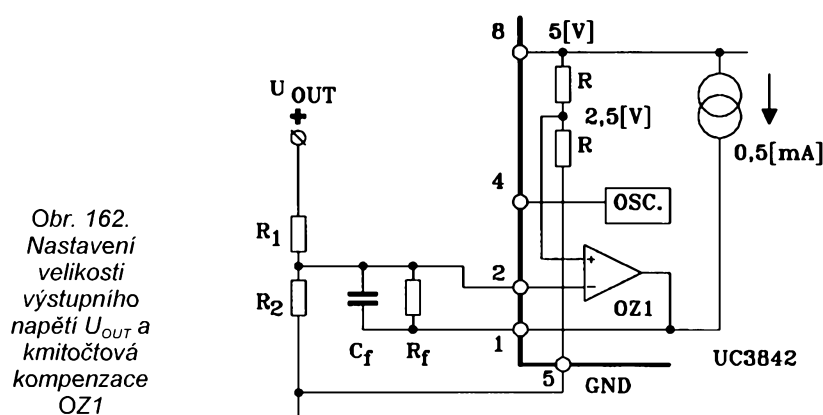
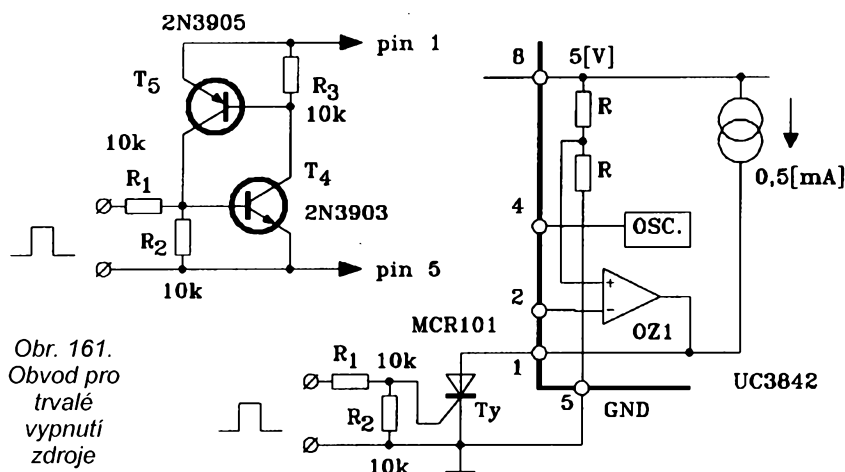
Potom by však již hrály roli i odpory vodičů a cest plošného spoje. Proto je výhodnější raději součástky filtru předimenzovat a počítat s tím, že zanedbané parametry součástek činitel filtrace jen mírně zhorší, aniž by zvlnění překročilo požadovanou velikost.

IO UC3842 obsahuje i dva obvody UVLO (UNDERVOLTAGE LOCK-OUT), jeden hlídá pokles napájecího napětí a druhý pokles napětí referenčního.



Po přivedení kladného impulsu o velikosti alespoň 1,5 V se na výstupu děliče  $R_1$ ,  $R_2$  objeví napětí asi 0,7 V (tj. napětí  $U_{BE}$  křemíkového tranzistoru) a tranzistor  $T_1$  sepne. Tím

Konstrukční elektronika **A Radio** - 4/2000



vzroste jeho kolektorový proud  $I_{C4}$ , protékající rezistorem  $R_3$ . Jakmile na rezistoru  $R_3$  vznikne úbytek napětí  $U_{BE5} = 0,7 \text{ V}$ , sepne i tranzistor  $T_5$ , který svým kolektorovým proudem  $I_{C5}$  vytváří úbytek napětí na rezistoru  $R_2$ , i když vstupní impuls zanikne. Oba tranzistory se udržují navzájem spojené, a to s rezervou při proudu  $0,5 \text{ mA}$ , který dodává vnitřní zdroj proudu. Požadované úbytky napětí  $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$  jsou na rezistorech o odporu  $10 \text{ k}\Omega$  dosaženy již při proudu  $70 \text{ }\mu\text{A}$ , takže celkový proud, při kterém je dvojice tranzistorů spolehlivě spojená, je okolo  $140 \text{ }\mu\text{A}$ .

Tyristor nebo dvojice tranzistorů se vypne a činnost zdroje se obnoví tím, že se vypne a znovu zapne napájecí napětí zdroje, nebo že se krátkodobě přeruší spojení mezi tyristorem a vývodem 1 obvodu UC3842.

Jako vnější spínací tranzistor lze k UC3842 připojit MOSFET nebo bipolární tranzistor NPN. Do série s bází tranzistoru NPN musí být zapojen rezistor, který omezuje velikost proudu báze.

Výstupní napětí zdroje s obvodem UC3842 se nastavuje pomocí děliče výstupního napětí s rezistory  $R_1$ ,  $R_2$  (obr. 162).

Napětí ze středu děliče se přivádí na invertující vstup operačního zesilovače OZ1, který je porovnává s polovinou referenčního napětí, tj. s napětím 2,5 V. Odpor zpětnovazebního rezistoru  $R_f$  musí být vždy větší než 8,8 k $\Omega$ . Napětíové zesílení OZ1 s roz-

Má-li být napětí  $u_{výst}$  (tj. napětí na výstupu OZ1 na vývodu 1) pilové s amplitudou 3 V, pak lze určit, jaké bude zvlnění výstupního napětí zdroje:

$$U_{OUT0-0} = u_{vst} \cdot (R_1 + R_2) / R_2.$$

Velikost výstupního napětí  $U_{OUT}$  zdroje se nastavuje jako obvykle děličem  $R_1$ ,  $R_2$ :

$$U_{OUT} = U_{REF} \cdot (R_1 + R_2) / (2 \cdot R_2).$$

Výstupní napětí zdroje lze galvanicky oddělit od řídicí části pomocí oddělovacích transformátorů (obr. 163).

Přestože použití transformátoru je ve spínaných zdrojích obvyklé, neobvyklé je, že jsou transformátory umístěny mezi řídicí obvod a spínací tranzistor.

Umístěním transformátorů podle obr. 163 jsou na ně kladeny mírnější podmínky a jejich návrh je snazší.

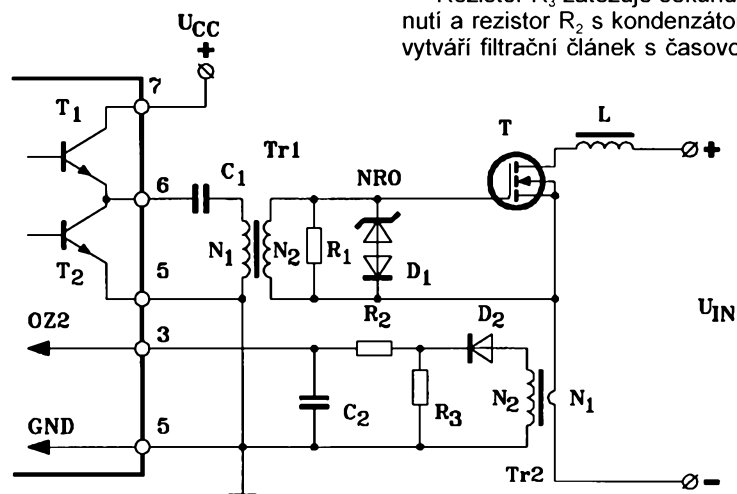
První transformátor Tr1 je vinut bifilárně, jeho převod je  $p_1 = N_2/N_1$  a obvykle se volí  $p_1 = 1$ . Aby zákmitý, indukované strmnými hranami budících impulzů nepoškozily ovládaný tranzistor T (MOSFET), je nutné:

- Zatížit výstupní vinutí  $N_2$  transformátoru rezistorem  $R_1$ .
- Omezit kladné špičky napětí na velikost  $+U_{GS}$ , povolenou výrobcem tranzistoru MOSFET. K omezení špiček je použit napěťový referenční obvod NRO.
- Omezit namáhání NRO záporným napětím antisériovou diodou  $D_1$  nebo Zenerovou diodou.

Je také třeba oddělit kondenzátorem C<sub>1</sub> budicí výstup 6 od primárního vinutí transformátoru, protože budicí výstup je sice konstruován pro velký špičkový proud, ale ne pro trvalé stejnoměrné zatížení.

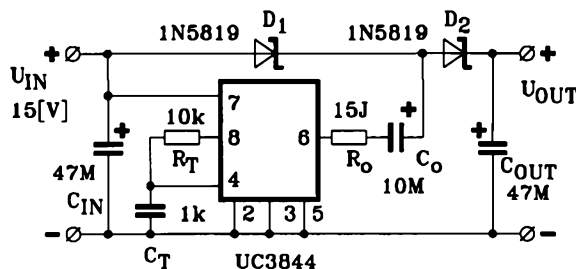
Transformátor Tr2 se konstruuje s převodním poměrem  $p_2 = N_2/N_1 \gg 1$ , aby primárním vinutím mohl být pouze jeden závit silného vodiče a do výstupního obvodu se nezanášely velké úbytky napětí.

Rezistor  $R_3$  zatěžuje sekundární vinutí a rezistor  $R_2$  s kondenzátorem  $C_2$  vytváří filtrační článek s časovou kon-



Obr. 163. Galvanické oddělení tranzistoru MOSFET

Obr. 164.  
Nábojová  
pumpa  
s obvodem  
UC3844 jako  
zdvojevač  
napětí



stantou menší, než je perioda oscilátoru. Taktor navržený filtr odstraňuje nežádoucí impulzy, ale neovlivňuje tvar přenášeného pilového průběhu.

Velikost výstupního proudu, při které začne být omezoována doba sepnutí, je v tomto případě dána vztahem:

$$I_{pk} = (N_1/N_2) \cdot (U_1 - 2 \cdot U_F) / (3 \cdot R_S),$$

kde  $U_1$  je velikost napětí, nastavená na vývodu 1 integrovaného obvodu (obvykle 3 V) a  $U_F$  jsou úbytky napětí v propustném směru na vnitřních diodách.

Na obr. 163 jsou zakresleny dva vývody země a oba jsou označeny číslem 5, což není zcela správné.

U obvodů v pouzdře DIL 8 je na vývodu 5 pouze jediný společný vývod země. U pouzdra DIL14 jsou vývody země dva (GND i PWR GND), mají však jiná čísla. Tyto dva vývody je nutné navzájem propojit.

## MC3844 (UC3844)

Vzhledem k vnitřnímu zapojení obvodů řady UC3844 a UC3845 a k jejich parametrům lze tyto obvody použít v pro ně nezvyklých aplikacích, jako např. v zapojení nábojové pumpy (spínaného zdroje bez cívky).

Příkladem může být obvod na obr. 164 pro zvyšování vstupního napětí  $U_{IN} = 15$  V na téměř dvojnásobek.

Obvod má nastaven pracovní kmitočet 180 kHz a proto je nezbytné použít Schottkyho diody. V obvodu pracují oba vnitřní výstupní tranzistory. Když je tranzistor  $T_2$  sepnut, nabíjí se z napájecího zdroje  $U_{IN}$  pomocný kondenzátor o kapacitě  $C_O = 10 \mu F$ . Proud do  $C_O$  protéká přes diodu  $D_1$ , rezistor  $R_O$  a sepnutý tranzistor  $T_2$ .

Když tranzistor  $T_2$  vypne a sepne tranzistor  $T_1$ , je napětí na kondenzátoru  $C_O$  zapojeno do série (paralelně k  $D_1$ ) se vstupním napětím. Přes diodu  $D_2$  se nabíjí kondenzátor  $C_{OUT}$ , a to na téměř dvojnásobek vstupního napětí  $U_{IN}$ .

Při nabíjení  $C_O$  by byl bez použití rezistoru  $R_O$  nabíjecí proud omezen pouze vnitřním odporem zdroje  $U_{IN}$  (a ten může být téměř nulový) a  $ESR$  kondenzátoru  $C_O$ . Protože vnitřní tranzistory jsou dimenzovány pouze na špičkový proud 1 A, je nutno tento proud omezit.

Nejlevnější cestou by bylo použít mírně nekvalitní kondenzátor  $C_O$ , který má  $ESR$  o velikosti:

$$ESR = (U_{IN} - U_{CES}) / I_{C_{MAX}} = (15 - 0,3) / 1 = 14,7 \text{ } [\Omega].$$

Museli bychom však mít jistotu, že velikost  $ESR$  takového kondenzátoru je stálá a nebude se časem zlepšovat.

Spolehlivější cestou je použít kvalitnější kondenzátor (např. s  $ESR = 3 \Omega$ ) a do série s ním zapojit rezistor  $R_O$ , jehož odpor nahrazuje  $ESR$  kondenzátoru, resp. se s  $ESR$  pro potřeby omezení proudu  $I_{C_{MAX}}$  počítá.

Předpokládáme-li navíc, že kapacita kondenzátoru  $C_O$  byla zvolena tak, aby jeho reaktance  $X_C$  byla zanedbatelná oproti  $ESR + R_O$ :

$$X_C = 1 / (2 \cdot \pi \cdot f_{osc} \cdot C_O) = 1 / (2 \cdot \pi \cdot 180 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}) = 0,09 \text{ } [\Omega],$$

potom je vlastně kondenzátor nabíjen ze zdroje proudu o vnitřním odporu  $ESR + R_O$  a nabíjí se tedy konstantním proudem z minimálního napětí  $U_{C_{min}}$  na maximální napětí  $U_{C_{MAX}}$ . Kolísání napětí na  $C_O$  přibližně odpovídá kolísání výstupního napětí, které je označené  $U_{OUTP-P}$ .

Kondenzátor  $C_O$  se tedy pouze částečně vybíjí a posléze dobíjí. Nejhorší proudové poměry vnitřních spínacích tranzistorů tedy nastávají pouze při zapnutí zdroje.

Vzhledem k tomu, že výstupní napětí není nijak stabilizované zpětnou vazbou, je měkké, tj. klesá se zatěžovacím proudem.

Lze samozřejmě využít i zpětné vazby a na výstup zdroje připojit odporový dělič  $R_1$ ,  $R_2$ , jehož střed je spojen s vývodem 2 IO. Potom porovnáme napětí z děliče s polovinou napětí referenčního, tj. s napětím 2,5 V. Obvod pak změnou středy reguluje velikost výstupního napětí tak, aby napětí na obou vstupech komparátoru byla shodná.

Při použití zpětné vazby je výstupní napětí dáno vztahem:

$$U_{OUT} = U_{REF} \cdot (R_1 / R_2 + 1) / 2.$$

Stabilizovat lze jen napětí  $U_{OUT}$ , které je o několik voltů menší než

$2 \cdot U_{IN}$ , protože jinak stabilizace nemůže pracovat.

Obvod totiž násobí dvěma pouze teoreticky, a to v mezím případě nulových ztrát (např. při nulovém napětí  $U_{CES}$  tranzistorů, při nulovém napětí na diodách v propustném směru atd.). Při použití reálných součástek je výstupní napětí podle zatížení až o několik voltů menší než dvojnásobek napětí vstupního.

Stabilizace výstupního napětí zpětnou vazbou potlačuje vliv změn vstupního napětí  $U_{IN}$  i změn výstupního proudu na velikost výstupního napětí.

Obdobou předcházejícího zdroje je zapojení na obr. 165, které představuje invertor stejnosměrného napětí.

Při sepnutí tranzistoru  $T_1$  v obvodu UC3844 je nabíjen kondenzátor  $C_O$  proudem, který protéká z kladné svorky zdroje napájecího napětí  $U_{IN}$  sepnutým tranzistorem  $T_1$ , rezistorem  $R_O$ , kondenzátorem  $C_O$  a diodou  $D_1$  zpět do záporné svorky napájecího zdroje.

Když vypne tranzistor  $T_1$  a sepne tranzistor  $T_2$ , je kondenzátor  $C_O$  připojen ke společné zemní svorce kladným pólem a na výstupu  $U_{OUT}$  se vůči společné zemní svorce objeví záporné napětí o téměř shodné velikosti, jako je velikost  $U_{IN}$ .

Je třeba připomenout, že i zde lze pro stabilizaci výstupního napětí použít zpětnou vazbu, zavedenou děličem z rezistorů  $R_1$ ,  $R_2$  z výstupu zdroje na vstup 2 obvodu UC3844.

Protože je výstupní napětí zdroje záporné, je spodní rezistor  $R_2$  děliče „opřen“ o kladné referenční napětí  $U_{REF} = 5$  V a napětí ze středu děliče je porovnáváno s polovinou referenčního napětí, tj. s napětím 2,5 V.

Odpor rezistoru  $R_2$  vypočteme:

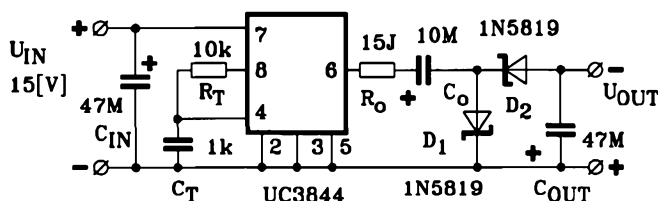
$$R_2 = U_{REF} / (2 \cdot I_d),$$

kde  $I_d$  je proud děličem  $R_1$ ,  $R_2$ , volený opět v řádu jednotek mA.

Odpor rezistoru  $R_1$  ( $R_1$  je horní rezistor děliče, který je spojen se svorkou  $U_{OUT}$ ) je dán vztahem:

$$R_1 = R_2 \cdot (-U_{OUT} + U_{REF} / 2) / (U_{REF} / 2) = R_2 \cdot (-U_{OUT} + 2,5) / 2,5 \text{ } [\Omega, V].$$

Opět je nutné zdůraznit, že stabilizace výstupního napětí může správně pracovat pouze v případě, když je zvolená velikost výstupního napětí menší, než je nejmenší výstupní napětí (při maximálním zatěžovacím proudem a při minimálním napájecím napětí) bez stabilizace. Vzhledem ke ztrátám ve zdroji je absolutní velikost



Obr. 165.  
Invertující  
zapojení  
nábojové  
pumpy  
s obvodem  
UC3844

výstupního napětí vždy o řádově jednotky voltů menší než vstupní napětí.

## TL494

Použití transformátoru pro galvanické oddělení výstupu zdroje přináší u zdrojů s jednočinným výstupem jeden hlavní problém, a tím je stejnosměrná magnetizace jádra transformátoru stejnosměrnou složkou impulzního proudu.

Proto řada výrobců (i MOTOROLA) přistoupila k vývoji řídicích obvodů s dvojitým tranzistorovým výstupem.

Nejčastěji jsou oba tranzistory přístupné na vnějších svorkách integrovaného obvodu jak svými emitery, tak kolektory. Standardně jsou tyto tranzistory buzeny v protifázi, tj. pokud je jeden sepnut, je druhý vypnut.

Jsou však i obvody, které umožňují přepínat do stavu, kdy oba oddělené tranzistory synchronně spínají i vypínají.

Jinak obvykle tyto zdroje navazují na předcházející typy jak svými vnitřními obvody, tak jejich funkcemi.

Z řídicích obvodů zdrojů firmy MOTOROLA do této skupiny patří obvody TL494, TL495, SG3525A, SG2525A, SG1525A, SG3527, SG2527, SG1527, SG3526, SG2526, SG1526, MC34066 a MC33066.

Integrovaný obvod TL494 je řídicí obvod s pulzní šířkovou modulací (PWM) s pevným kmitočtem (nastavitelným vnějšími součástkami) pro aplikace ve spínaných zdrojích.

IO TL494 obsahuje nastavitelný oscilátor, modulátor šířky impulsů a zesilovač odchylky. Přídavné funkce zajišťuje obvod nadproudové detekce, nezávislé řízení mrtvého chodu, tj. doby vypnutí  $t_2$ , přesný zdroj referenčního napětí  $U_{REF} = 5\text{ V}$  a výstupní logika, která dovoluje řízení spínacích tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  v jednočinném nebo ve dvojitým zapojení.

Referenční zdroj napětí  $U_{REF} = 5\text{ V}$  na vývodu 14 poskytuje stabilní napětí pro řídicí logiku, klopný obvod typu D, oscilátor a komparátor PWM.

Výstup referenčního napětí má vestavěnou ochranu proti zkratu a přesnost referenčního napětí je  $\pm 5\%$ .

Vnitřní oscilátor generuje napětí s pilovým průběhem. Pilové napětí je přiváděno na komparátory, které z něho odvozují řídicí signály.

Kmitočet oscilátoru je nastaven vnějším časovacím kondenzátorem  $C_T$  a rezistorem  $R_T$ . Tyto součástky jsou připojeny na vývody 5 a 6 IO.

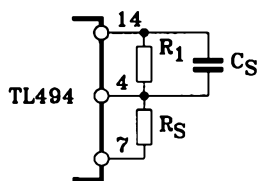
Kmitočet oscilátoru je:

$$f_{osc} = 1,1 / (R_T \cdot C_T)$$

Výstupní kmitočet IO je roven kmitočtu oscilátoru pouze při jednočinném výstupu. U dvojitým zapojení je výstupní kmitočet roven polovině kmitočtu oscilátoru.

Obr. 166.

Obvod pro měkký start IO TL494



Odchylka kmitočtu mezi integrovanými obvody vzhledem k vnitřním součástkám je asi 3 %.

Vnější časovací kondenzátor  $C_T$  je nabíjen konstantním proudem, který je dán odporem vnějšího časovacího rezistoru  $R_T$ . Výsledkem je lineární pilový nárůst napětí na kondenzátoru. Když napětí na kondenzátoru dosáhne 3,5 V, začne vybíjecí proces a cyklus se znovu opakuje.

Vnitřní logika zajišťuje připojení modulatoru PWM k výstupním budičům.

Obvod TL494 pracuje v jednočinném zapojení výstupu (oba tranzistory spínají současně) tehdy, když je vývod 13 spojen se zemí.

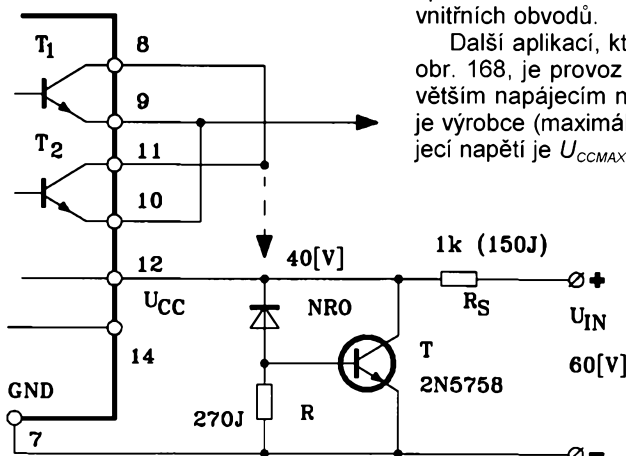
Aby IO pracoval s dvojitým výstupem (aby tranzistory spínaly v protifázi), je nutné vývod 13 připojit k výstupu vnitřního referenčního napětí 5 V (k vývodu 14). V tomto režimu se aktivuje klopný obvod D, řízený hranou. Klopný obvod je zapojen jako dělička dvěma a je překlápěn tylem impulzu z modulatoru PWM. Kmitočet spínání každého výstupu je díky použití děličky roven polovině kmitočtu oscilátoru.

Vývod 13 pro volbu módu výstupu nesmí zůstat nezapojen. Musí být připojen buď na výstup vnitřního referenčního zdroje (na vývod 14) nebo na zem (na vývod 7).

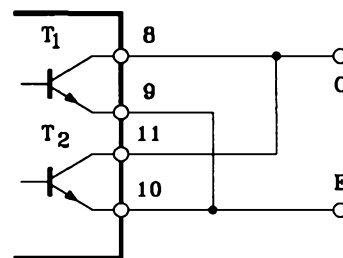
Dva identické spínací tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  v Darlingtonově zapojení mohou pracovat v jednočinném (paralelním) nebo ve dvojitým zapojení.

Kolektorové a emitorové vývody tranzistorů jsou volně přístupné pro nejrůznější konfigurace. Saturační napětí  $U_{CES}$  každého výstupu při proudu 200 mA je typicky 1,1 V pro zapojení se společným emitemorem a 1,5 V pro zapojení se společným kolektorem.

Budiče mají ochranu proti přetížení, ale nemají dostatečné omezení proudu pro použití jako proudové zdroje.



Obr. 168. Napájecí obvod TL494 větším napětím



Obr. 167. Obvod TL494 v jednočinném zapojení

Obvod TL594 je zapojen hodně s obvodem TL494. Rozdíl oproti obvodu TL494 je pouze v přesnějším zdroji referenčního napětí, v proudovém odběru vstupu OUT CTRL pro volbu módu výstupu (vývod 13), ve stabilitě oscilátoru a ve vlastní spotřebě obvodu. Ve všech těchto parametrech je TL594 lepší než TL494.

Měkkého startu zdroje dosáhneme zapojením vstupu pro řízení mrtvého chodu (vývod 4) podle obr. 166.

Měkký start zabraňuje proudovým nárazům při zapnutí napájecího napětí a chrání zařízení proti rušivým signálům, které by mohly být generovány řídicími obvody při klasickém startu obvodu.

Po připojení napájecího napětí se kondenzátor  $C_S$  chová jako zkrat a na vývodu 4 je přibližně referenční napětí, které uzavírá oba výstupní tranzistory (100 % mrtvý chod). Při nabíjení kondenzátoru  $C_S$  přes rezistor  $R_S$  klesá napětí na vývodu 4 a šířka výstupních impulsů se zvětšuje. Dále přebírá řízení šířky impulsů zpětná vazba.

Vstup pro řízení mrtvého chodu (vývod 4) je vhodný také pro přepětovou ochranu.

Pokud je na vývodu 13 potenciál země a IO pracuje v jednočinném zapojení, lze oba spínací tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  propojit paralelně podle obr. 167 a zvětšit tak povolený výstupní proud na dvojnásobek (na 500 mA).

Další funkce obvodu TL494, jako je nastavení doby vypnutí tranzistorů, nastavení výstupního napětí  $U_{OUT}$  pomocí zpětnovazebního děliče, synchronní časování více obvodů atd. a jejich využití jsou shodné jako u obvodu MC34060, se kterým má TL494 společnou řadu shodně zapojených vnitřních obvodů.

Další aplikací, která je uvedena na obr. 168, je provoz obvodu TL494 při větším napájecím napětí, než povoluje výrobce (maximální povolené napájecí napětí je  $U_{CCMAX} = 42\text{ V}$ ).

Úprava většího napětí na správnou velikost je řešena klasickým parametrickým stabilizátorem, kde je ve funkci součástky s malým dynamickým odporem použit bipolární tranzistor.

Protože nebudeme provozovat obvod TL494 na hranici povoleného napájecího napětí  $U_{CC}$ , volíme napětí součástky NRO (Zenerovy diody) v okolí 39 V (Zenerova dioda typu 1N975A), kdy stabilizované napětí na kolektoru tranzistoru T má velikost:

$$U_{CC} = U_{NRO} + U_{BE} = 39 + 0,7 = 39,7 \text{ [V]}.$$

Aby Zenerovou diodou tekla dostatečný proud pro její funkci, musí být při malém požadovaném kolektorovém proudu tranzistorem T (a tedy při malém proudu  $I_B$  bázi tranzistoru) proud Zenerovou diodou zvětšen rezistorem R, který je připojen paralelně k přechodu B-E tranzistoru T.

Odběr obvodu TL494 je při napájecím napětí  $U_{CC} = 40 \text{ V}$  asi 7 mA, a proto volíme kolektorový proud tranzistoru T nejvýše  $I_C = 10 \text{ mA}$ . Pokud jako tranzistor T použijeme typ 2N5758 s proudovým zesilovacím činitelem  $h_{21E} = 120$ , teče do báze tranzistoru T proud:

$$I_B = I_C / h_{21E} = 10 \cdot 10^{-3} / 120 = 83 \text{ [}\mu\text{A]}.$$

a takový proud již nestačí pro správnou funkci Zenerovy diody.

Protože tranzistor T je křemikový a jeho napětí  $U_{BE}$  předpokládáme asi 0,7 V, vypočteme odpor rezistoru R z požadovaného proudu Zenerovy diody  $I_{NRO} = 1 \text{ mA}$ :

$$R < U_{BE} / I_{NRO} = 0,7 / 1 \cdot 10^{-3} = 700 \text{ [}\Omega\text{]},$$

s rezervou volíme např.  $R = 270 \text{ }\Omega$ .

Odpor rezistoru  $R_S$  vypočteme ze vztahu:

$$R_S = (U_{IN} - U_{CC}) / (I_{IO} + I_C + I_{NRO}) = \\ = (60 - 40) / (7 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 10^{-3} + 2,5 \cdot 10^{-3}) = \\ = 1,03 \cdot 10^3 \text{ [}\Omega\text{]},$$

volíme odpor  $R_S = 1 \text{ k}\Omega$ .

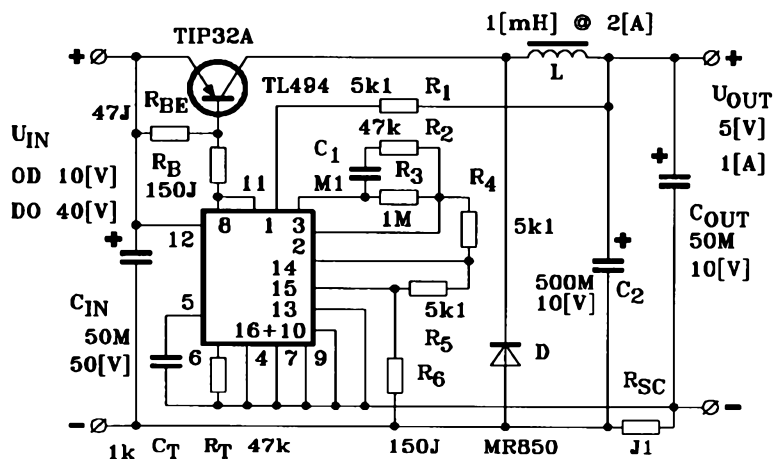
Uvedený výpočet hodnot součástek ovšem platí pouze tehdy, když jsou spínací tranzistory (které mohou v jednočinném provozu odebrat proud až 0,5 A) napájeny z jiného zdroje.

Protože však nejen vnitřní obvody logiky, ale i spínací tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  jsou dimenzovány pouze na velikost napětí  $U_{CE0} = 42 \text{ V}$ , je nutné v případě použití jediného zdroje s větším napětím napájet i spínací tranzistory napětím  $U_{CC}$  z kolektoru tranzistoru T parametrického stabilizátoru.

Potom však tranzistorem T musí téci (v klidovém stavu, tj. při vypnutých tranzistorech  $T_1$  i  $T_2$ ) proud  $I_{Cmin} = 500 \text{ mA}$ .

Volíme-li např. kolektorový proud  $I_C$  tranzistoru T např.  $I_C = 0,6 \text{ A}$ , pak potřebný proud báze je:

$$I_B = I_C / h_{21E} = 0,6 / 120 = 5 \text{ [mA]}$$



Obr. 169. Zdroj snižující napětí s obvodem TL494

a zdálo by se, že rezistor R není nutno použít.

Ale při sepnutí sepnutí obou tranzistorů  $T_1$  i  $T_2$  současně (v jednočinném provozu) jimi může téci proud až 0,5 A a tranzistorem T poteče proud pouze  $I_C = 100 \text{ mA}$ . V takovém případě je proud báze tranzistoru T:

$$I_B = I_C / h_{21E} = 100 / 120 = 0,83 \text{ [mA]}.$$

Z toho vyplývá, že rezistor R použijeme i v tomto případě.

Pokud uvažujeme případ společného napájení řídicí logiky a výstupních tranzistorů, pak ovšem volíme i jiný odpor rezistoru  $R_S$ :

$$R_S < (U_{IN} - U_{CC}) / (I_C + I_{IO} + I_{NRO}) = \\ = (60 - 40) / (0,1 + 0,007 + 0,0025) = \\ = 198 \text{ [}\Omega\text{]},$$

volíme odpor  $R_S = 150 \text{ }\Omega$ .

Při návrhu tohoto zapojení nesmíme zapomenout dostatečně výkonově dimenzovat i tranzistor T, na němž v nejhorším případě vzniká ztrátový výkon:

$$P_T = U_{CE} \cdot I_{Cmax} = 40 \cdot 0,6 = 24 \text{ [W]}!$$

Volbou tranzistoru 2N5758 se jmenovitým výkonem  $P_C = 150 \text{ W}$  získáme výkonovou rezervu při přijatelné ceně. Chladič je ovšem i tak nezbytný.

Aplikaci obvodu TL494 s vnějším bipolárním tranzistorem ukazuje zapojení zdroje snižujícího napětí na obr. 169.

Volba odporů rezistorů  $R_{BE}$  a  $R_B$  již byla probrána, rezistor  $R_{BE}$  zamezuje sepnutí tranzistoru T zbytkovými proudy tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$ , rezistor  $R_B$  omezuje velikost proudu báze tranzistoru T.

Výstupní napětí je přivedeno přes rezistor  $R_1$  o odporu 5,1 k $\Omega$  na vývod 1 IO (neinvertující vstup OZ1) a je porovnáváno s napětím  $U_{REF} = 5 \text{ V}$ , přivedeným z vývodu 14 přes rezistor  $R_4$  o odporu 5,1 k $\Omega$  na vývod 2 IO (invertující vstup OZ1).

Zpětná vazba operačního zesilovače OZ1 je nastavena opět odlišně pro stejnosměrné signály (rezistor  $R_3$ ) a střídavé signály (rezistor  $R_2$  a kondenzátor  $C_1$ ) z výstupu OZ1 (vývod 3) na invertující vstup OZ1 (vývod 2).

Druhý operační zesilovač OZ2 porovnává napětí na snímacím rezistoru  $R_{SC}$  o odporu 0,1  $\Omega$  s napětím ze středu děliče  $R_5$ ,  $R_6$ , který je napájen referenčním napětím  $U_{REF} = 5 \text{ V}$ .

Ve středu děliče je napětí:

$$U_{15} = U_{REF} \cdot R_6 / (R_5 + R_6) = \\ = 5 \cdot 150 / (150 + 5100) = 0,143 \text{ [V]}.$$

Tímto napětím (při zanedbání napěťové nesymetrie OZ2) je dána maximální velikost výstupního proudu:

$$I_{pk} = U_{15} / R_{SC} = 0,143 / 0,1 = 1,43 \text{ [A]}.$$

## SG1525

Výstup obvodu je dvojčinný a v každé větvi jsou dva tranzistory, je tedy buzena čtveřice vnitřních koncových tranzistorů.

Zcela shodně s obvodem SG1525 jsou zapojeny i obvody SG2525 a SG3525, které se liší pouze teplotním rozsahem své činnosti.

Obvodem SG1527, SG2527 a SG3527 jsou zapojeny obdobně s jednou odlišností, kterou je záměna budičů (A a B) koncových tranzistorů z typu NOR na OR. Tím se mění funkce tranzistorů z „při buzení sepni“ na „při buzení vypni“.

Kromě řady běžných funkcí, kterými byly vybaveny předcházející IO, obsahují řídicí obvody popisovaných IO další funkce.

Jednou z nich je oddělený vstup pro synchronizaci obvodů (vývod 3), do kterého lze přivádět synchronizační signál bez nutnosti doplňovat zapojení vnějšími součástkami.

Další zvláštností je vyvedení kmitočtu oscilátoru na vývod 4 (OUTPUT OSC.), takže přímo jeden z obvodů SG1525 lze použít jako řídicí obvod synchronizace (MASTER) a z jeho vý-

stupu 4 lze do vstupů 3 budít ostatní podřízené synchronizované IO (SLAVE).

Kmitočet oscilátoru se může pohybovat v rozmezí 100 Hz až 400 kHz a opět, stejně jako v předcházejících případech, se nastavuje vnějšími součástkami  $R_T$  a  $C_T$ .

Dobu mrtvého chodu, neboli dobu minimálního vypnutí tranzistorů (a také dobu vybíjení kondenzátoru  $C_T$ ) lze nastavit vnějším rezistorem, zapojeným mezi vývod 5 ( $C_T$ ) a vývod 7 (Discharge), protože obvody oscilátoru obsahují dokonale vybíjecí obvod pro kondenzátor  $C_T$ , zapojený právě mezi vývod 5 a zem (vývod 12, GND).

Logickou úrovní na vývodu 10 lze celý zdroj vypínat. Při úrovni L zdroj pracuje, při úrovni H ( $U_{10} > 2,5$  V při proudu  $I_{10} = 0,4$  mA) je zdroj vypnut.

Maximální provozní napětí IO je 40 V, stejně jako maximální napětí  $U_{CE0}$  tranzistorů  $T_1$  až  $T_4$ . Nejčastěji se proto bude spojit napájecí vývod 15 ( $U_{CC}$ ) se společným vývodem kolektorů 13 ( $U_C$ ).

Výstupní proud  $I_{OUT}$  obou výstupů OUT A i OUT B (vývody 11 a 14) je  $\pm 0,5$  A (proud může vytékat z tranzistorů  $T_1$  a  $T_3$  nebo vtékat do tranzistorů  $T_2$  a  $T_4$ ). Saturační napětí tranzistorů  $T_1$  až  $T_4$  závisí na proudu, který jimi protéká (a to nelineárně, což není běžné) a také na tom, zda proud z tranzistorů vytéká ( $T_1$  a  $T_3$ ) nebo do nich vtéká ( $T_2$  a  $T_4$ ). Tuto závislost je třeba udávat graficky, protože na ní v konečném výsledku závisí ztráty, které ohřívají obvod SG1525. Obvod SG1525 je schopen rozptýlit výkon jen  $P_D < 1$  W.

Jmenovitá velikost referenčního napětí je  $U_{REF} = 5,1$  V s tolerancí  $\pm 1$  %. Z referenčního zdroje lze odebrat proud až 50 mA, přičemž zkratový proud je okolo 80 mA.

Napětová nesymetrie vnitřního operačního zesilovače OZ1 je pouze  $\pm 0,5$  mV a jeho vstupní proud je 1 mA. Kladné saturační výstupní napětí OZ1 (vývod 9) je minimálně 5,6 V, záporné saturační napětí je menší než 0,2 V.

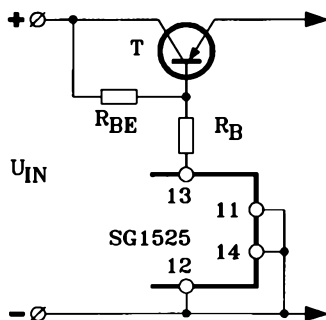
Přestože mají vnitřní tranzistory  $T_2$  a  $T_4$  spojené emitory se zemí, lze obvod použít i v případě, kdy musí být všechny svorky tranzistoru na vyšším potenciálu. V takovém případě musíme k obvodu připojit vnější tranzistor.

Pro případné zvýšení výkonu lze IO SG1525 zapojit podle obr. 170.

Oba výstupy (vývody 11 a 14) jsou propojeny paralelně a vnitřními tranzistory tak může téci proud až 1 A. Kolektorovým proudem vnitřních tranzistorů je buzen vnější výkonový tranzistor PNP.

Bude-li mít vnější tranzistor proudové zesílení alespoň  $h_{21E} = 100$ , lze do indukčnosti spínat proud až 100 A.

Ochranný rezistor  $R_B$  omezuje proud báze vnějšího tranzistoru (a kolektorový proud vnitřních tranzistorů) na velikost:



Obr. 170. Paralelní propojení výstupů obvodu SG1525

$$I_{BMAX} = I_{CT1} + I_{CT2} = (U_{IN} - U_{BE} - U_{CES})/R_B$$

Rezistor  $R_{BE}$  zabráňuje sepnutí vnějšího tranzistoru zbytkovým proudem  $I_{CE0}$  vnitřních tranzistorů.

Odpor rezistoru  $R_{BE}$  volíme tak, aby průchodem zbytkového proudu vznikl na rezistoru  $R_{BE}$  pouze tak malý úbytek napětí, který by nebyl schopen být i jen pootevřít vnější tranzistor  $T$  (tranzistor se začíná otevírat již při napětí  $U_{BE} \approx 0,1$  V).

Pozor při výpočtech hodnot vnějších součástek (civek, kondenzátorů) pro zapojení podle obr. 170, při paralelním zapojení výstupů IO je kmitočet spínání roven kmitočtu vnitřního oscilátoru.

Protože IO SG1525 nemá vlastní stabilizaci napájecího napětí ani omezení maximálního napětí na vývodu  $U_C$  (kolektorového napětí tranzistorů), je třeba zajistit, aby napětí  $U_{CC}$  i  $U_C$  nepřesáhly povolenou velikost 40 V.

Nejširší oblastí aplikací skupiny obvodů SG1525 je však buzení dvojice tranzistorů MOSFET (N-MOS), protože pro takový účel byly tyto obvody konstruovány.

Na obr. 171 je dílčí zapojení zdroje s dvojitým buzením transformátoru tranzistory N-MOS, které zcela od-

straňuje nežádoucí stejnosměrné syčení jádra.

Protože oba výstupy OUT1 i OUT2 mají velmi nízkou impedanci, neuplatí se vstupní kapacity  $C_{GS}$  tranzistorů, které jinak s vnitřním odporem zdroje budícího signálu vytvářejí integrační články RC. Tyto články způsobují růst ztrátového výkonu vnějších tranzistorů  $T_5$  a  $T_6$  při spínání.

Přesto je však vhodné omezit výstupní proudy IO (pro případ zkratu mezi elektrodami G a S tranzistorů  $T_5$  nebo  $T_6$ ) společným sériovým rezistorem  $R$ , jehož odpor volíme:

$$R > U_{IN}/I_{CMAX}$$

kde  $U_{IN}$  je napájecí napětí a  $I_{MAX}$  je maximální proud 1 A vnitřních tranzistorů.

Pro napájecí napětí v celém rozsahu použitelnosti obvodu stačí volit odpor:

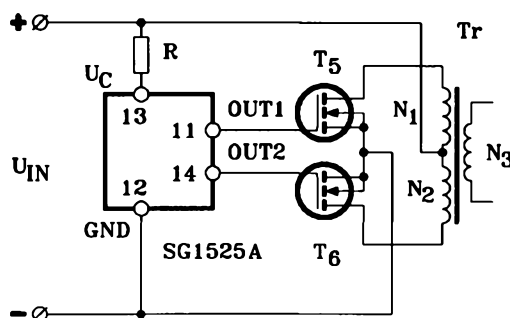
$$R = (U_{CMAX} - U_{CES})/I_{CMAX} = (40 - 1)/1 = 39 \text{ } [\Omega],$$

kde  $U_{CES}$  je saturační napětí tranzistorů  $T_1$  a  $T_3$ .

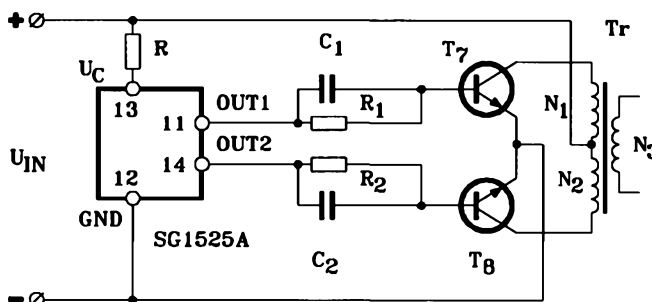
Použití transformátoru (místo cívky) ve zdroji má navíc ještě tu výhodu, že umožňuje konstruovat spínané zdroje s galvanicky odděleným výstupním napětím, a tedy i s libovolnou polaritou výstupního napětí vzhledem ke svorce, kterou si zvolíme.

Uvedené doporučení používat tranzistory MOSFET neznámá, že nelze použít bipolární tranzistory. Dílčí zapojení zdroje s dvojitým buzením transformátoru bipolárními tranzistory je na obr. 171.

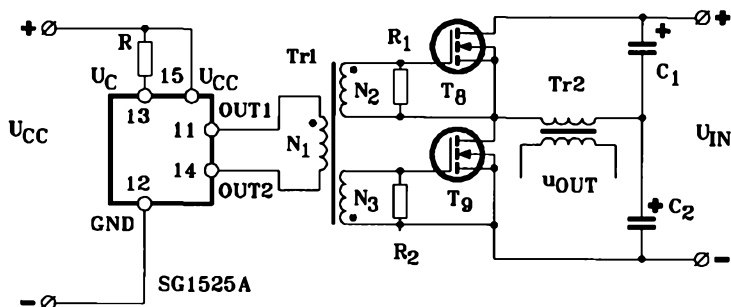
Kromě rezistoru  $R$ , který je kvůli ochraně IO proti zkratu na výstupech zachován, se však doporučuje budít bipolární tranzistory (vzhledem k tvaru jejich vstupní charakteristiky) proudově, aby se nezničil jejich přechod B-E.



Obr. 171. Buzení dvojice tranzistorů N-MOS obvodem SG1525



Obr. 172. Buzení dvojice bipolárních tranzistorů obvodem SG1525



Obr. 173. Použití budicího transformátoru pro buzení tranzistorů N-MOS obvodem SG1525

Proto vkládáme do série s výstupy OUT1 a OUT2 rezistory, které omezují velikost proudů bázi vnějších tranzistorů. Přestože vstupní kapacity bipolárních tranzistorů nejsou tak velké, jako vstupní kapacity tranzistorů unipolárních, je vhodné přemostit rezistory  $R_1$  i  $R_2$  impulzními kondenzátory, jejichž nabíjecí proud urychluje spínání tranzistorů, ale stejněměrně nezatěžuje přechody B-E trvalým výkonem.

Velikost odporů rezistorů  $R_1$  a  $R_2$  navrhujeme s ohledem na dosažení saturace tranzistorů  $T_7$  a  $T_8$ . Proudů bázi volíme co nejmenší (právě postačující pro saturaci) s malou rezervou na rozptýl proudového zesilovacího činitele, abychom zbytečně neprodložovali vypínací dobu tranzistorů.

Zdroj s dvojčinným buzením transformátoru je vlastně zdroj v můstkovém zapojení (levou větev představují dva tranzistory, pravou dvě cívky), kde vodorovná úhlopříčka je napájena zdrojem napětí  $U_{IN}$ .

Přes historickou kladnou zkušenost se zdroji na obr. 171 a obr. 172 však lze jejich zapojení dále modifikovat podle obr. 173 oddělením napájecích napětí IO (obou napětí  $U_{CC}$  i  $U_C$ ) od napětí  $U_{IN}$ , použitého k napájení můstku (to je vhodné zejména v případě, kdy je napětí  $U_{IN}$  získáváno usměrněním napětí síťového).

Oddělené napájení však není jedinou výhodou zapojení z obr. 173 oproti předchozím zapojením. Přesunutím transformátoru  $T_1$  s více vinutími do obvodu buzení řídicích elektrod tranzistorů  $T_8$  a  $T_9$  se podstatně zmenší výkon, přenášený transformátorem  $T_1$  a transformátor nemusí být optimalizován z hlediska minimálních ztrát.

Na minimální ztráty musí být nyní navržen transformátor  $Tr2$ , který však má jednoduché primární vinutí.

Pro správné buzení obou tranzistorů N-MOS je potřebné dodržet vzájemnou polaritu sekundárních indukovaných napětí - tečky opět označují začátky vinutí.

Tlumičí rezistory  $R_1$  a  $R_2$  omezují velikost indukovaných napěťových špiček na sekundárních vinutích transformátoru  $Tr1$ .

Pravá polovina mostu, v jehož vodorovné úhlopříčce je zapojeno primární vinutí výkonového transformátoru  $Tr2$ , je tvořena dvěma kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$ .

V praxi velmi často získáváme jednoduchým způsobem napájecí napětí  $U_{CC}$  pro IO sřazecím rezistorem z napětí  $U_{IN}$ , pak ale není transformátor  $Tr1$  využit z hlediska galvanického oddělení  $U_{IN}$  od  $U_{CC}$ .

## SG1526

IO SG1526 je jen mírnou modifikací předcházející řady, a to ještě více ve svém vnitřním zapojení, než ve své funkci.

Oscilátor se odlišuje rozsahem kmitočtů, které je možno nastavit od 1 Hz do 400 kHz. Pro nejnižší kmitočty potřebuje kapacitu kondenzátoru  $C_T$  až 20  $\mu F$ .

Vnitřním obvodem, který předchází typy IO neobsahovaly, je obvod, který generuje signál RESET na vývodu 5. Při jmenovité velikosti referenčního napětí  $U_{REF} = 5,0 V$  má RESET úroveň H („log. 1“). Pokud z jakýchkoliv příčin není referenční napětí v toleranci 1 %, objevuje se na výstupu RESET úroveň L („log. 0“).

IO je vybaven zvláštním komparátorem pro snímání úbytku napětí na rezistoru  $R_{SC}$ , úbytku, který je způsoben procházejícím výstupním proudem. Komparátor má hysterezi  $\pm 10 mV$ , která zabráňuje kmitání obvodu okolo jediné rozhodovací úrovně.

Pokud je na vstupu komparátoru napětí  $U_{7,6} = 100 mV$ , zablokuje se časování IO a na výstupu 8 IO (signál SHUTDOWN) se objeví úroveň L.

Poklesne-li napětí na vstupu komparátoru pod 80 mV, je časování IO uvolněno a výstup na vývodu 8 přejde do úrovně H.

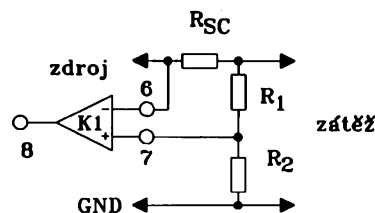
Protože oba vstupy komparátoru lze zapojit libovolně, nečiní snímání proudu potíže.

Odpor snímacího rezistoru  $R_{SC}$  vypočítáme z požadované maximální velikosti výstupního proudu  $I_{pk}$ :

$$R_{SC} = U_{7,6} / I_{pk}$$

kde  $U_{7,6}$  je rozhodovací napětí o pevné velikosti  $U_{7,6} = 100 mV$ .

Pokud nám nevyhoví vypočtený odpor rezistoru  $R_{SC}$ , pak můžeme citlivost obvodu pro omezení proudu zvětšit pomocným děličem  $R_1$ ,  $R_2$  a napětí zavádět na vstup komparátoru podle obr. 174.



Obr. 174. Zvětšení citlivosti obvodu pro omezení výstupního proudu

Chceme-li, aby komparátor překlátil při menším napětí  $U_{SC}$  než 0,1 V, je nutné doplnit napětí  $U_{SC}$  na potřebnou velikost  $U_{6,7} = 100 mV$  přídavným napětím  $U_{R1}$  z děliče  $R_1$ ,  $R_2$ , na který je přivedeno výstupní napětí zdroje  $U_{OUT}$  (ze svorek pro připojení zátěže).

V zapojení na obr. 174 je na vstupu komparátoru napětí:

$$U_{6,7} = U_{SC} + U_{R1} = R_{SC} \cdot I_{SC} + U_{OUT} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$$

a pro dosažení napětí  $U_{6,7} = 100 mV$  postačí úbytek napětí na rezistoru  $R_{SC}$  podstatně menší než 100 mV.

To umožňuje omezovat i relativně malé maximální proudy  $I_{pk}$  bez nutnosti enormně zvětšovat odpor rezistoru  $R_{SC}$ .

## TDA4601

Snad nejvíce známým z řady spotřebních aplikací (TVP, video, PC), a současně nejvíce atypickým obvodem z řady výrobků firmy MOTOROLA je obvod TDA4601 v plastovém pouzdru SIP (vývody v jedné řadě, chladič křídélko) a jeho méně známá mutace TDA4601B v pouzdru DIL 18.

Z toho, že vnitřního zapojení IO TDA4601 není podobné žádnému jinému výrobku firmy MOTOROLA lze usoudit, že tento obvod byl pravděpodobně jako velmi úspěšný převzat (včetně označení) od jiné firmy.

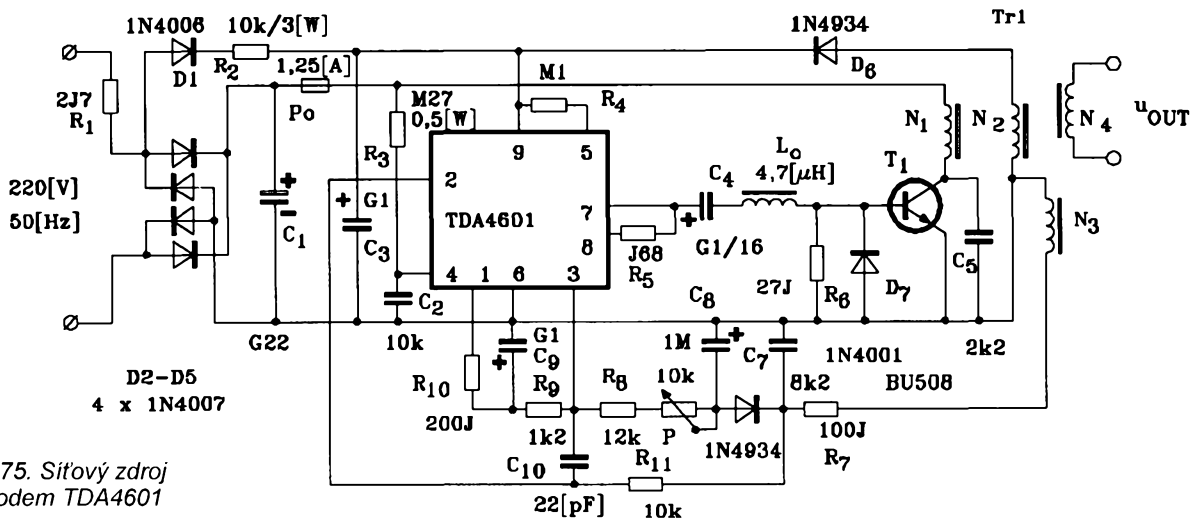
TDA4601 je řídicí obvod, který pracuje na principu zpětné vazby a je realizován bipolární technologií.

Maximální povolené napájecí napětí  $U_{CC}$  (na vývodu 9) obvodu je 20 V, jmenovité napájecí napětí pro spolehlivou činnost je 15 V. Obvod startuje při napájecím napětí v rozmezí od 7,5 do 11,8 V.

Proudový odběr obvodu ve fázi startu je max. 6,4 mA, během normální činnosti se pohybuje v závislosti na pracovních podmínkách od 55 do 160 mA.

Napájecí napětí  $U_{CC}$  je sledováno obvodem UVLO a z tohoto obvodu je také napájen zdroj referenčního napětí o jmenovité velikosti  $U_{REF} = 4,2 V$ , které se může pohybovat v tolerančním pásmu 4,0 až 4,4 V. Z referenčního zdroje lze odebrat proud do 5 mA. Výstup referenčního napětí je chráněn proti přetížení.

Schéma síťového zdroje s obvodem TDA4601 je na obr. 175. Na



Obr. 175. Sítový zdroj s obvodem TDA4601

schématu není zakreslena sekundární část, tj. obvody za impulzním transformátorem.

Sítové napětí je přiváděno přes rezistor pro omezení proudu  $R_1$  o odporu  $2,7 \Omega$  na můstkový usměrňovač, kterým je usměrněno, a nabíjí kondenzátor  $C_1$  na přibližně špičkovou hodnotu sítového napětí, tj. asi na 310 V. Tavná pojistka  $1,25 \text{ A}$  omezuje velikost proudu, odebíraného zdrojem, a tím i maximální výkon zdroje.

Usměrněným sítovým napětím z  $C_1$  se napájí pouze spínací tranzistor  $T_1$  (NPN, typu BU508).

Napájení obvodu TDA4601 během fáze startu zajišťuje jednocestný usměrňovač sítového napětí s diodou  $D_1$  a srazecím rezistorem  $R_2$  o odporu  $10 \text{ k}\Omega$ . Usměrněným napětím se nabíjí kondenzátor  $C_3$  o kapacitě  $100 \mu\text{F}$  ( $G1/25 \text{ V}$ ) na napětí asi  $15 \text{ V}$ , které je určené vnitřní omezovací Zenerovou diodou.

Maximální proud rezistorem  $R_2$  je:

$$I_{R2} = (U_M - U_F - U_{CC})/R_2 = (310 - 0,7 - 15)/10 \cdot 10^3 = 29,4 \text{ [mA]}.$$

Na tento proud musí být dimenzována Zenerova dioda.

Protože při napájecím napětí obvodu TDA4601  $U_{CC} = 15 \text{ V}$  je ve fázi startu výrobce zaručen odběr proudu jen  $6,4 \text{ mA}$ , je patrné, že IO bude bez problémů startovat i při sníženém sítovém napětí.

Tak např. při napětí sítě  $115 \text{ V}$  je proud  $I_{R2}$  roven:

$$I_{R2} = (U_M - U_F - U_{CC})/R_2 = (162 - 0,7 - 15)/10 \cdot 10^3 = 14,6 \text{ [mA]},$$

a to je stále dostatečná velikost pro napájení obvodu TDA4601 během fáze startu.

Na kondenzátoru  $C_3$  bude při napájení ze sítě  $220 \text{ V}$  napětí  $U_{CC} = 15 \text{ V}$  s relativním zvlněním:

$$p = U_{CC-p}/U_{CC} = 600 \cdot I_{R1}/(C_3 \cdot U_{CC}) = 600 \cdot 29,4/(100 \cdot 15) = 11,8 \text{ [%], [mA, }\mu\text{F, V]}.$$

Usměrňovač s  $D_1$  je potřebný pouze ze během náběhu zdroje.

Při normální činnosti, kdy se podstatně zvětší spotřeba proudu, je IO napájen usměrněným napětím (diodou  $D_6$ ) z vinutí  $N_2$  transformátoru Tr1.

Vinutí  $N_2$  musí být navrženo tak, aby špičková hodnota dodávaného napětí byla větší než  $15,7 \text{ V}$  ( $U_{CC} + U_F$ ), ale aby nebyla zase příliš vysoká (proud omezuje jen odpor vinutí  $N_2$ ).

Některé zdroje po svém náběhu pomocný sítový usměrňovač dokonce vypínají, aby se zvětšila jejich účinnost.

Vzhledem k vyššímu kmitočtu usměrňovaného napětí je při napájení IO ze sekundárního vinutí  $N_2$  napětí na kondenzátoru  $C_3$  podstatně méně zvlněné, než při napájení IO ze sítě.

Při nadměrnému poklesu napájecího napětí  $U_{CC}$  zareaguje vnitřní obvod UVLO.

Vstup 5 IO lze použít pro vypínání celého zdroje. Na vstup 5 lze přivádět i běžné logické signály pětivoltové logiky (např. TTL).

Zpětnovazební napětí se odebírá ze samostatného vinutí, označeného na schématu jako  $N_3$ .

Napětí z vinutí  $N_3$  se filtruje ( $R_7$ ,  $C_7$ ,  $R_{11}$ ,  $C_{10}$ ) a přivádí se na vstup 2 (identifikace průchodu nulou). Napětí z vinutí  $N_3$  se dále usměrňuje (dioda 1N4934,  $C_8$ ) a přes odporový součtový člen (kde se počítá s referenčním napětím z vývodu 1) se zavádí na vstup řídicího zesilovače (vývod 3).

Prostřednictvím úbytku napětí na rezistoru  $R_5$ , který je zapojen mezi vývody 7 a 8, se hlídá velikost výstup-

ního proudu obvodu (budící proud vnějšího tranzistoru).

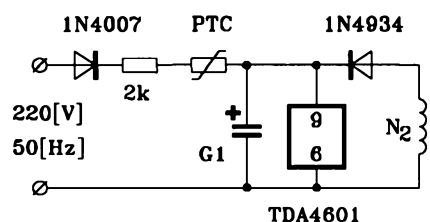
Vnější tranzistor  $T_1$  je buzen z výstupu 8 přes vazební kondenzátor  $C_4$  a přes cívku  $L_o$ . Rezistor  $R_6$  o odporu  $27 \Omega$  omezuje indukované špičky a dioda  $D_7$  chrání tranzistor  $T_1$  proti polarizaci přechodu B-E závěrným napětím.

Kondenzátor  $C_5$ , který je zapojen mezi kolektorem a emitorem  $T_1$ , chrání tranzistor proti přepětí při vypínání proudu primárním vinutím  $N_1$  transformátoru.

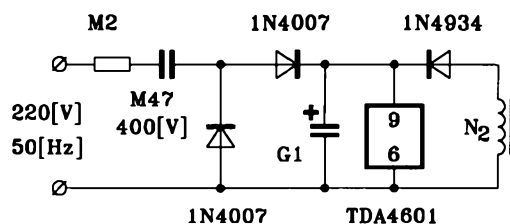
Vzhledem k tomu, že napájení obvodu TDA4601 během fáze startu je časově omezené a jeho funkci přebírá napájení z transformátoru, je možné omezit proud obvodem  $D_1$ ,  $R_2$  jen na krátkou dobu, např. pomocí pozistoru (obr. 176) nebo kondenzátoru (obr. 177).

Do zapojení na obr. 176 je vhodný takový typ pozistoru (PTC), který má při okolní teplotě  $25^\circ\text{C}$  (při zapnutí) odpor  $R_{25} = 500 \Omega$ , a jehož odpor při teplotě  $50^\circ\text{C}$  (po ohřátí procházejícím proudem) vzroste na  $R_{50} = 20\,000 \Omega$ .

Velikost proudu při startu zdroje je ještě omezena rezistorem  $R$  (není označen) o odporu  $2 \text{ k}\Omega$ .



Obr. 176. Vstupní obvod zdroje s pozistorem PTC



Obr. 177. Vstupní obvod zdroje s kondenzátorem

Po ohřátí pozistoru PTC se proud omezí na velikost:

$$I_{C_{MAX}} = (U \cdot \sqrt{2} - U_F - U_{CC}) / (R + R_{PTC}) = \\ = (220 \cdot \sqrt{2} - 0,7 - 15) / (2 \cdot 10^3 + 20 \cdot 10^3) = \\ = 13,4 \text{ [mA]}.$$

Druhé zapojení na obr. 177 využívá vlastností nabíjení a vybíjení kondenzátoru C (není označen) o kapacitě 470 nF (M47).

Je-li na vstupu sítě (220 V/50 Hz) na horní svorce kladné a na dolní záporné napětí, nabíjí se kondenzátor C přes rezistor R (není označen) o odporu 200 kΩ (M2) a další součástky, jejichž vliv je zanedbatelný.

Časová konstanta nabíjení je:

$$\tau = R \cdot C = 200 \cdot 10^3 \cdot 0,47 \cdot 10^{-6} = \\ = 94 \text{ [ms]}.$$

Protože polovina periody, kdy platí předpoklad polarita, je dlouhá pouze 10 ms, probíhá nabíjení v linealizovatelné části exponenciálního nárůstu.

Proto platí, že nabíjecí proud kondenzátoru lze v prvním přiblížení považovat za konstantní a jeho velikost je určena převážně velikostí odporu rezistoru R:

$$I_C = (U \cdot \sqrt{2} - U_F - U_{CC}) / R = \\ = (220 \cdot \sqrt{2} - 0,7 - 15) / 200 \cdot 10^3 = \\ = 1,5 \text{ [mA]}.$$

Jakmile se změní polarita vstupního napětí, je kondenzátor M47 vybíjen přes druhou diodu, jejíž polarita je taková, že z hlediska obvodu TDA4601 dioda zkratuje zápornou půlvlnu vstupního napětí.

Proudem  $I_C$  se zpočátku nejprve nabíjí vyhlazovací kondenzátor o kapacitě 100 μF (G1). Budeme-li pro jednoduchost předpokládat, že obvod TDA4601 během startu neodebírá žádný proud, pak nabití vyhlazovacího kondenzátoru z nuly na jmenovité napětí  $U_{CC} = 15 \text{ V}$  by trvalo:

$$t_{start} = C \cdot U_{CC} / (2 \cdot I_C) = \\ = 100 \cdot 10^{-6} \cdot 15 / (2 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}) = \\ = 0,5 \text{ [s]},$$

kde dvojka u proudu  $I_C$  vyjadřuje možnost nabíjet kondenzátor C pouze po polovinu periody síťového napětí (ve druhé polovině periody se kondenzátor C vybíjí).

Ve skutečnosti je náběh delší, protože při nárůstu napětí  $U_{CC}$  z nuly na jmenovitou velikost vzrůstá i odběr obvodu TDA4601, kterým se náboj vyhlazovacího kondenzátoru opět zmenšuje.

U obou zapojení (na obr. 176 i na obr. 177) je však po náběhu zdroje obvod TDA4601 napájen z transformátoru s podstatně menšími ztrátami a s menším zvlněním.

## Preregulátory

Spínané zdroje a budiče motorů, napájené z elektrické rozvodné sítě, pracují se stále většími výkony. Umožňují to, mimo jiné, i polovodičové součástky, které jsou nyní dostupné od světových výrobců.

Vlastnosti až doposud zanedbávané z ekonomického hlediska, jako např. účinník, jsou dnes stále důležitější.

V současné době je pro napájení spotřebičů široce rozšířena metoda přímého usměrnění síťového napětí s následnou přeměnou usměrněného napětí na požadovanou velikost spínaným zdrojem. Spínané zdroje pracují na vysokých kmitočtech s širokovou modulací impulzů. Uvedená metoda nabízí vysokou účinnost a možnost zmenšit velikost cívek a transformátorů.

Při přímém usměrnění síťového napětí však tečou do vyhlazovacího kondenzátoru úzké impulzy nabíjecího proudu o síťovém kmitočtu, které obsahují značný podíl vyšších harmonických. Vzhledem k tomu, že tyto harmonické se přenášejí do sítě a mohou ovlivňovat další spotřebiče, jedná se o nežádoucí jev a pro produkci harmonických složek v usměrňovačích a podobných zařízeních jsou předepsány příslušné mezní hodnoty.

Spínané zdroje také způsobují vysokofrekvenční rušení (vř interference - RFI), které by nemělo překračovat limity, dané normou pro kmitočty nad 10 kHz.

Kromě vyšších harmonických je pro návrh zařízení důležitý také účinník. Účinník ( $\cos \phi$ ) vyjadřuje poměr činného (P [W]) a zdánlivého (S [VA]) odebraného výkonu. Pro nejlepší využití elektrické rozvodné sítě by měl být účinník spotřebičů rovný jedné, tj. spotřebiče by měly odebírat pouze činný výkon.

Jak již bylo řečeno, odebírají konvenční (přímé) síťové usměrňovače ze sítě velké impulzní nabíjecí proudy (o kmitočtu sítě), což je dáno použitím vyhlazovacích kondenzátorů.

Abychom snížili amplitudu nabíjecího proudu v konvenčním usměrňovači, můžeme vložit do cesty proudu nárazovou cívku. Nárazová cívka je vhodná pro jmenovité výkony do 500 W, je však velká a těžká a při zatížení zmenšuje výstupní napětí o úbytek na svém stejnosměrném odporu.

Konvenční usměrňovač je charakterizován těmito vlastnostmi:

a) Zdánlivý výkon, odebíraný ze sítě, značně převyšuje spotřebovaný činný výkon.

b) Harmonické složky síťového kmitočtu ovlivňují funkci zdroje nebo mohou rušit jiné obvody.

c) Usměrněné napětí na vyhlazovacím kondenzátoru je velmi závislé na připojené zátěži.

d) Vyhlazovací kondenzátory jsou namáhány impulzy nabíjecího proudu.

e) Vznikají velké ztráty na usměrňovacích diodách, protože při velkých proudech jsou na nich velké úbytky napětí. Usměrňovací diody je nutné dimenzovat na velké špičkové proudy.

f) Filtry, které potlačují rušení, musí být předimenzovány a musí být schopny pracovat se špičkovými hodnotami nabíjecích proudů.

Nevýhody konvenčního usměrňovače síťového napětí řeší preregulátor, který pracují jako aktivní harmonický filtr.

Preregulátor mění střídavé síťové napětí na vyhlazené a částečně stabilizované stejnosměrné napětí a přitom odebírá ze sítě téměř sinusový proud, který je ve fázi se síťovým napětím. Preregulátor tedy produkuje zanedbatelné harmonické složky a odebírá pouze činný výkon.

Aktivní harmonický filtr je v principu zvyšující impulzní zdroj, který je napájen přímo pulzujícím (nevylazeným) dvoucestným (můstkovým) usměrněným síťovým napětím. Impulzní zdroj musí být navržen tak, aby byl schopen zpracovat toto silně kolísající vstupní napětí a převést je na zhruba konstantní výstupní stejnosměrné napětí.

Protože samozřejmě i v tomto impulzním zdroji je vyhlazovací kondenzátor na výstupu zdroje nabíjen impulzy proudu, musí být na vstupu zdroje filtr (typu dolní propust), kterým se proud odebíraný ze sítě vyhladí. Protože však je kmitočet impulzů v impulzním zdroji vysoký (desítky až stovky kHz), je filtr malý a lehký.

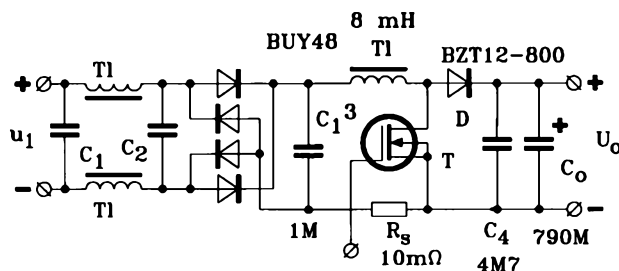
Vtip aktivního harmonického filtru spočívá v tom, že šířka impulzů je během každé periody síťového napětí řízena tak, že po filtraci je proud odebíraný se sítě sinusový (nepatrně zvlněný, zvlnění má kmitočet impulzů) a je ve fázi se síťovým napětím (účinník  $\cos \phi \approx 1$ ).

Aktivní harmonický filtr má, jako každý impulzní zdroj, velkou účinnost (okolo 90 %) a kromě malého obsahu harmonických v proudu odebraném ze sítě a dobrého účinníku má ještě další přednosti.

Např. jeho výstupní stejnosměrné napětí může být větší, než je schopen poskytnout síťový usměrňovač. Také, vzhledem k průběžnému dobíjení, může být kapacita vyhlazovacího kondenzátoru v aktivním harmonickém filtru menší, než by měl při stejném proudu do zátěže vyhlazovací kondenzátor v běžném usměrňovači.

Aktivní harmonické filtry obvykle neobsahují transformátor, a proto jejich výstupní napětí není galvanicky oddělené od sítě. Je také nutné dát pozor na vysokofrekvenční vyzařování, protože v aktivním harmonickém filtru jsou zpracovávány úzké impulzy velkých proudů (je nutná filtrace všech přívodů a stínění).

Obr. 178.  
Zjednodušené  
zapojení  
aktivního  
harmonického  
filtru



Přestože jsou aktivní harmonické filtry složitá elektronická zařízení, jsou dnes již levnější než jednoduché, ale velké a těžké filtry a kompenzátory účiníku, které se zařazují přímo do síťového rozvodu a pracují na nízkém kmitočtu sítě.

Aktivní harmonické filtry jsou také hlavním krokem ve vývoji výkonových napájecích zdrojů, které pracují v širokém rozsahu síťového napětí od 90 do 250 V bez nutnosti volit velikost síťového napětí.

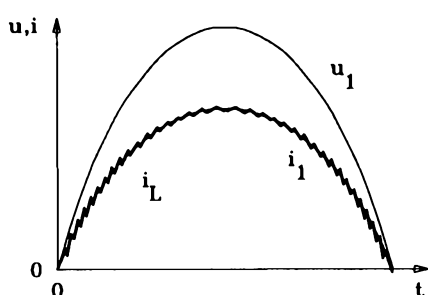
## Popis funkce aktivního harmonického filtru

Zjednodušené zapojení aktivního harmonického filtru pro přenášení výkonu až 1600 W je na obr. 178. Na obrázku nejsou zakresleny řídicí obvody.

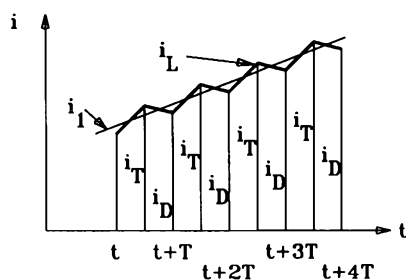
Aktivní harmonický filtr se skládá ze síťového filtru ( $T_1$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ), ze síťového můstkového usměrňovače, ze zvyšujícího výkonového měniče s malou vstupní kapacitou ( $T$ ,  $D$  atd.) a z řídicích obvodů.

Výkonový měnič má mít následující vlastnosti:

a) Plynule nastavitelný přenosový poměr mezi napájecím napětím a výstupním napětím.



Obr. 179. Průběh vstupního proudu a napětí aktivního harmonického filtru



Obr. 180. Detail průběhu vstupního proudu

b) Nemusí obsahovat transformátor (odpadají problémy s provedením symetrických vinutí a s rozptylovými indukčnostmi).

c) Zátěž polovodičového spínače zpětným napětím má být omezena na výstupní napětí.

a) Měnič má být navržen s velkou účinností.

Galvanická izolace napájecího napětí od výstupního napětí je u tohoto typu měniče nemožná, cílem je však pouze zlepšit vlastnosti konvenčního síťového usměrňovače.

V mnoha aplikacích není tato galvanická izolace vyžadována, protože se zátěž připojí buďto bez izolace (např. buzení motoru), nebo tuto úlohu zabezpečí další měnič.

Aby se odebíral ze vstupu téměř sinusový proud, byl zvolen pracovní režim výkonového měniče tak, aby odchylky proudu cívkou od sinusového půlvlnného průběhu byly jen nepatrné. Proto je průběh proudu tranzistorem a diodou lichoběžníkový - viz. obr. 179 a obr. 180. Na obrázcích je  $u_1$  síťové napětí,  $i_1$  je proud odebíraný ze sítě,  $i_L$  je proud cívkou  $T_1$  (8 mH),  $i_T$  je proud tranzistorem  $T$  a  $i_D$  je proud diodou  $D$ .

Lichoběžníkový průběh proudu přináší vůči trojúhelníkovému průběhu následující výhody a nevýhody:

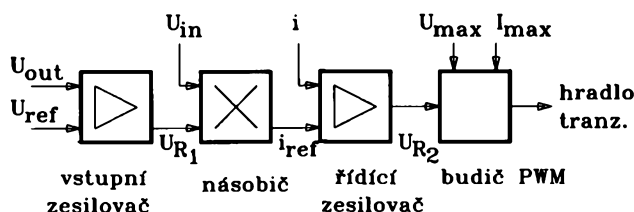
a) Malé zvlnění dodávaného proudu, proto lze snadno potlačit rušení.

b) Polovodičové součástky pracují s proudem, který jen málo převyšuje špičkovou hodnotu dodávaného proudu.

c) Snadná regulace i malých výkonů při udržování dobrých podmínek jmenovitého proudu.

d) Malý obsah vysokofrekvenčního zvlněného proudu na tlumivce umožňuje použít maloobjemového laminovaného kovového jádra s velkou saturační hustotou magnetického toku.

e) Zpětnými proudy diod jsou způsobené zvýšené přepínací ztráty. Tyto ztráty však lze do jisté míry omezit použitím rychlých diod.



Obr. 181.  
Blokové  
schéma  
řídicích  
obvodů  
pro měnič  
z obr. 178

Velikost výstupního napětí aktivního harmonického filtru by měla být taková, aby byly zajištěny stejné pracovní podmínky subsekvenčního měniče (následujícího impulzního zdroje), jakých by se dosáhlo při použití konvenčního síťového usměrňovače.

V aktivním harmonickém filtru by měla být z důvodu hospodárnosti udržena třída napětí (350 V) vyhlazovacích kondenzátorů, stejná jako v konvenčním síťovém usměrňovači.

Vzhledem k tomu, že je výkonový měnič zvyšující, musí být výstupní napětí větší než maximální hodnota síťového napětí.

Uvedené požadavky vedou k volbě výstupního napětí o velikosti přibližně 340 V. Tato velikost umožňuje odběr sinusového proudu ze sítě i při vzrůstu síťového napětí 220 V o 10 %.

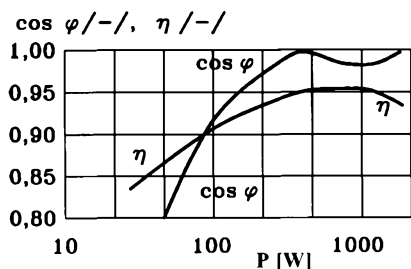
Blokové schéma řídicích obvodů pro měnič z obr. 178 je na obr. 181.

Vstupní zesilovač porovnává výstupní napětí měniče  $U_{out}$  s referenčním napětím  $U_{ref}$ . Výstupním signálem ze zesilovače se pomocí násobičky lineárně řídí velikost (rozkmit) celovlnně usměrňovaného (tepavého) síťového napětí  $U_{in}$ . Průběh signálu na výstupu násobičky odpovídá požadovanému průběhu proudu, odebíraného ze sítě. Následující řídicí zesilovač porovnává skutečný průběh proudu  $i$ , odebíraného ze sítě, s požadovaným průběhem (se signálem z násobičky) a zesíleným chybovým signálem ze svého výstupu řídí přes impulzní šířkový modulátor (budič PWM) spínací tranzistor  $T$  tak, aby skutečný průběh proudu odpovídal požadovanému průběhu. Budič PWM také obsahuje rychlou proudovou a přepětovou ochranu, které jsou vybavovány signály  $I_{MAX}$  a  $U_{MAX}$ .

Jako kompromis mezi snazším vyhlazením proudu a napětí při vyšších kmitočtech a mezi zvýšenými ztrátami přepínáním byl zvolen pracovní kmitočet výkonového měniče asi 40 kHz.

Tranzistor  $T$  (SIPMOS) se řídí nabíjením své vstupní kapacity, čímž se vyloučí trvalé řídicí proudy.

Jako vyhlazovací kondenzátor byl použit typ o parametrech 790  $\mu F$  / 350 V. Jmenovitý výstupní výkon měniče je 1600 W a zvlnění kmitočtem 100 Hz má mezivrcholový rozkmit asi 20 V. Aby nebylo překročeno jmenovité napětí elektrolytického kondenzátoru, měla by být střední hodnota stabilizovaného výstupního napětí asi 338 V. Tato volba dovoluje překročit jmenovitou velikost síťového napětí 220 V o 8,5 % ( $338 = \sqrt{2} \cdot 239$ ), aniž by



Obr. 182. Účinnost  $\eta$  a účinník  $\cos \varphi$  jako funkce výstupního výkonu  $P$  pro aktivní harmonický filtr z obr. 178

se ovlivnil sinusový tvar proudu, odebraného ze sítě.

Jakmile výstupní napětí na vyhlazovacím kondenzátoru překročí 360 V, okamžitě se zablokuje buzení tranzistoru T.

Pokud se síťové napětí zvětší o 10 %, zvětší se výstupní napětí nejméně na 342 V. Abychom mohli i v takovém případě použít kondenzátor na 350 V, je nutné zvětšit jeho kapacitu (např. na 1800  $\mu\text{F}/350\text{ V}$ ), abychom zmenšili zvlnění výstupního napětí.

Další možnosti, jak zpracovat větší síťové napětí, je zvolit elektrolytický kondenzátor jiné napěťové třídy, např. 450 V.

Aby se i při vyšších kmitočtech udrželo výstupní napětí stabilní, jsou co nejkratšími spoji připojeny mezi katodu diody a vstupní svorky tranzistoru SIPMOS (paralelně k vyhlazovacímu kondenzátoru) kondenzátory s pokoveným povlakem o kapacitě přibližně 10  $\mu\text{F}/400\text{ V}$ .

Aktivní harmonický filtr má můstkový usměrňovač síťového napětí a filtr potlačující rušení a na vstupní straně.

Popisovaný příklad aktivního harmonického filtru má výstupní výkon 1600 W při stejnosměrném výstupním napětí 338 V. Tento výkon má zajistit kvalitu a účinnost aktivního filtru při použití pro vývoj zdrojů a budičů motorů. Velikost výstupního napětí 338 V je zvolena taková, aby při mezivrcholovém rozkmitu 20 V zvlnění výstupního napětí bylo maximální napětí na vyhlazovacím kondenzátoru rovné jeho jenovitému pracovnímu napětí 350 V.

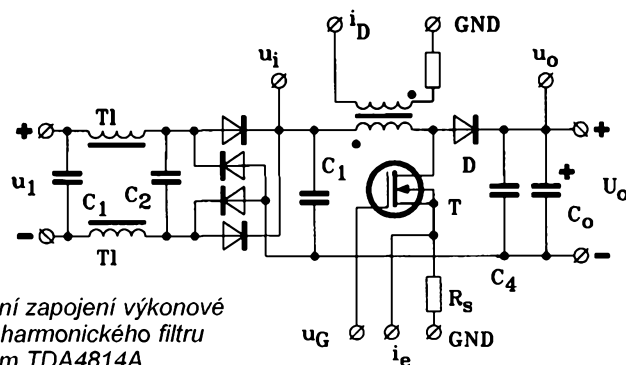
Přepětíová ochrana, která se aktivuje při dosažení výstupního napětí 360 V zabrání, aby na kondenzátoru bylo větší napětí než 370 V, pokud toto přepětí není způsobeno rázem vstupního napětí.

Dynamika řízení aktivního harmonického filtru je nastavena tak, aby nespustila přepětíovou ochranu ani při krátkodobém překročení zátěžovacího proudu o 100 %.

Odchylka stejnosměrného výstupního napětí od ideální hodnoty je v klidovém stavu menší než 1 %, tato odchylka závisí na zátěži a na změnách napájecího napětí.

Při jmenovitém výkonu 1600 W je účinník  $\cos \varphi = 0,99$  a při 5 % jmenovitého výkonu (80 W) je  $\cos \varphi = 0,88$ .

Obr. 183. Základní zapojení výkonové části aktivního harmonického filtru s obvodem TDA4814A



Účinnost zdroje  $\eta$  se v rozmezí výkonů 80 až 1600 W pohybuje mezi 90 a 95 %. Graf závislosti účinníku a účinnosti na výkonu je na obr. 182.

Typické naměřené velikosti harmonických složek v dodávaném proudu se pohybují kolem 1,5 % pro třetí harmonickou a pod 0,5 % pro všechny vyšší harmonické.

## TDA4814A

Funkce obvodu TDA4814A je popsána na konstrukci aktivního harmonického filtru (dále AHF) o výstupním výkonu 250 W, který při vstupním napětí 180 až 250 V o kmitočtu 50 (60) Hz poskytuje výstupní napětí 400 V  $\pm 3\%$ . Při plném výstupním výkonu je účinnost popisovaného AHF 95 % a účinník  $\cos \varphi = 0,97$ .

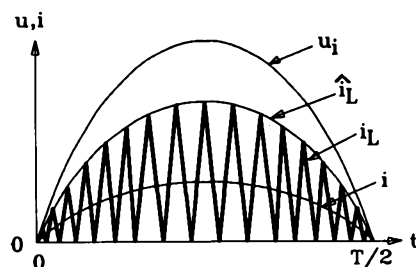
AHF odebírá z jednofázové sítě sinusový proud a na výstupu dodává regulovatelné stejnosměrné napětí.

AHF je tvořen zvyšujícím (STEP UP) měničem, který je řízen integrovaným obvodem TDA4814A ve volně běžícím oscilačním režimu. Základní zapojení výkonové části AHF je na obr. 183, podrobné schéma AHF je na obr. 186.

Průběh proudu v polovodičových součástkách je trojúhelníkový (obr. 184), spínací tranzistor MOSFET se zapne až poté, co se proud diodou zmenší na nulu.

Metoda řízení AHF je založena na fyzikálním vztahu mezi proudem a napětím na cívce měniče.

Díky vstupnímu filtru ( $C_1$ ,  $T_1$ ,  $T_1$ ,  $C_2$ ) je proud  $i$  odebraný ze sítě roven střední hodnotě proudu  $i_L$  protékajícího cívky. Pokud má proud  $i_L$  cívku spojitý trojúhelníkový průběh bez mezer, pak je střední hodnota proudu  $i_L$



Obr. 184. Průběhy napětí a proudu ve výkonové části aktivního harmonického filtru s obvodem TDA4814A

rovna jedné polovině špičkové hodnoty proudu  $i_L$ . Má-li mít proud  $i$  odebraný ze sítě sinusový průběh, který je ve fázi s usměrněným síťovým napětím  $u_i$ , musí mít obalová křivka ( $i_L$  se střížkou), která spojuje špičky trojúhelníků, také sinusový tvar a musí být také ve fázi s usměrněným síťovým napětím  $u_i$ .

Při popsané metodě řízení se pracovní kmitočet AHF mění se vstupním napětím i se zátěží.

Vstupní filtr propouští napájecí proud o kmitočtu sítě (50/60 Hz), ale co nejvíce potlačuje složky o kmitočtu trojúhelníkového průběhu proudu  $i_L$ . Filtr je tím menší a levnější, čím je vyšší pracovní kmitočet zvyšujícího měniče (tj. kmitočet trojúhelníkového průběhu proudu  $i_L$ ). Maximální kmitočet měniče je však omezen parametry spínacích polovodičových součástek.

V AHF je použit jako spínač tranzistor MOSFET, protože má malý řídicí výkon, žádný druhý průraz a velmi krátký spínací a vypínací čas (řádu stovek ns). Všechny tyto faktory jsou velmi výhodné pro aplikace ve spínacích zdrojích tohoto typu.

Indukčnost cívky měniče je hlavní proměnnou, která určuje pracovní kmitočet měniče. Ostatní proměnné, které ovlivňují pracovní kmitočet, nemohou být zvoleny volně.

Vstupní napětí je běžně předurčeno, výstupní napětí se dá volit pouze v určitém rozsahu a špičková hodnota proudu tlumivkou je závislá na zátěži.

Měnič má minimální pracovní kmitočet při maximu vstupního napětí a při maximu proudu cívky.

Abychom docílili uspokojivé činnosti AHF, měl by být rozdíl mezi výstupním napětím a maximální hodnotou vstupního napětí nejméně 50 V.

Minimální pracovní kmitočet by neměl být nižší než 20 kHz, abychom se vyhnuli rozsahu akustických kmitočtů, a aby cena vstupního filtru byly co nejmenší.

Maximum pracovního kmitočtu je závislé na minimální možné době sepnutí polovodičového spínače. Ta je pro současné tranzistory MOSFET přibližně 1  $\mu\text{s}$ . Doba sepnutí je také ovlivňována kapacitou kondenzátorů ve vstupním filtru.

Pokud mezi výstup IO TDA4814A a řídicí elektrodu tranzistoru MOSFET vložíme budič s bipolárními tranzistory

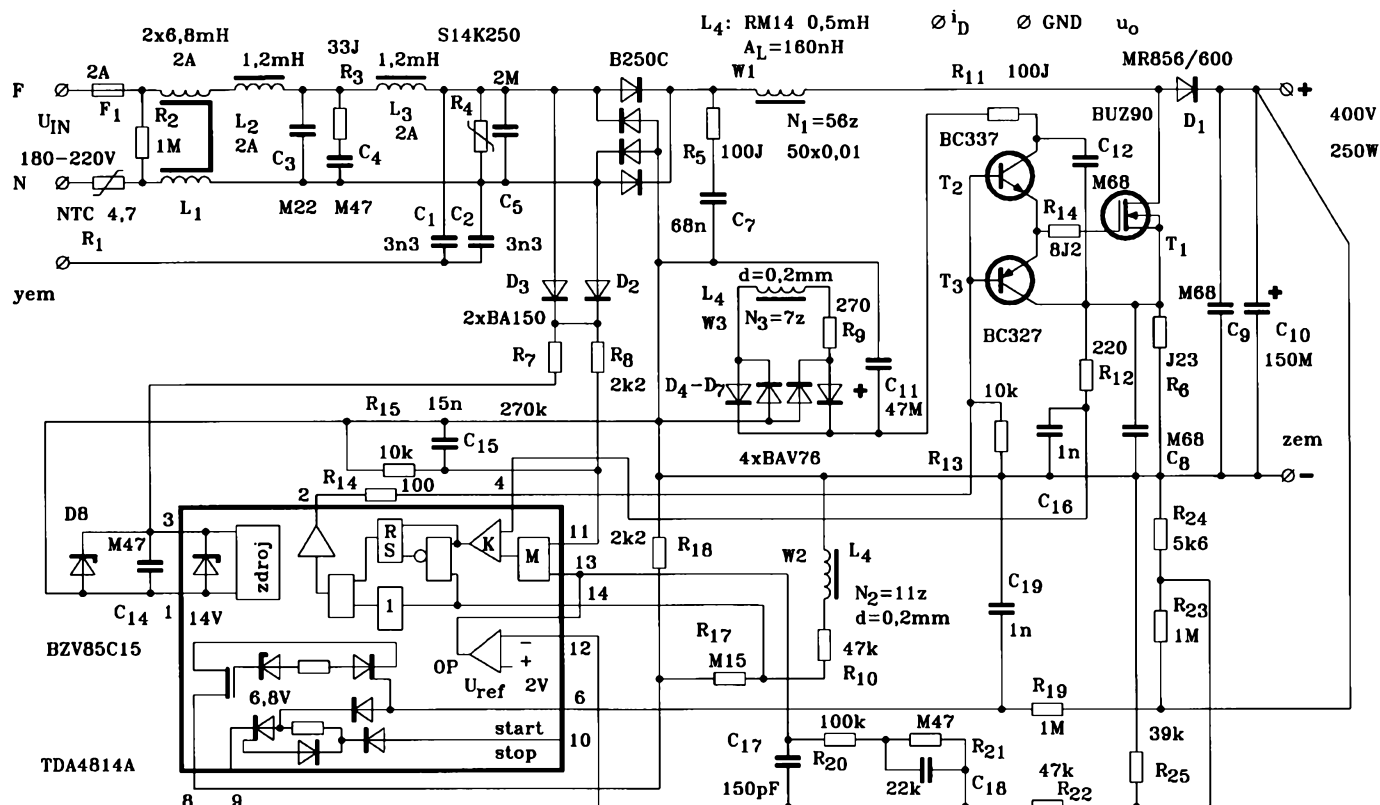
Dosažitelná hodnota proudu cívkou bez přesycení jejího jádra je:

$$i_{LPmax} = B \cdot A_e / (N_1 \cdot A_L) =$$

$$= 0,3 \cdot 170 \cdot 10^{-6} / (56 \cdot 160 \cdot 10^{-9}) = 5,7 \text{ [A]}.$$

Počet přechodů za jednotku času je dán jednoznačně pracovním kmitočtem měniče a v našem případě obvodu s proměnným pracovním kmito-

Během zapnutí síťového napětí se proudovým rázem nabíjí výstupní elektrolytický kondenzátor  $C_{10}$ . Amplituda rázového proudu je omezena termistorem (NTC)  $R_1$ , cívkami  $L_1$  až  $L_4$  a odpory jejich vinutí. Během této pra-



Obr. 186. Celkové zapojení aktivního harmonického filtru s obvodem TDA4814A

covní fáze je tranzistor  $T_1$  aktivně blokován pomocí  $T_3$  a  $R_{13}$ .

Integrovaný obvod TDA4814A je po zapnutí síťového napětí ve stavu, během kterého je maximální proudový odběr menší než 0,5 mA. Kondenzátor  $C_{14}$  se nabíjí přímo usměrněným síťovým napětím přes rezistor  $R_7$ .

Když napájecí napětí obvodu TDA4814A dosáhne svého horního prahu, typicky 10,4 V, přejde obvod do pracovního režimu, při poklesu napájecího napětí pod typicky 9 V přejde obvod zpět do klidového stavu (stand-by).

Dolní propust s kondenzátorem  $C_{15}$  na vstupu násobičky (vývod 11) potlačuje vysokofrekvenční signály a zabraňuje nežádoucím oscilacím.

Dolní propust s kondenzátorem  $C_{16}$  tlumí přechody, které nastávají během přepínání  $T_1$ .

Vnější budič  $T_2$ ,  $T_3$  umožňuje snímat proud bočnickem  $R_6$  bez rušivého vlivu na impulzní nabíjecí proudy hradla spinacího tranzistoru  $T_1$ . Proto lze docílit dvojnásobného pracovního kmitočtu a lze zlepšit charakteristikou křivku odebíraného proudu při částečné zátěži.

Vicestupňový síťový vstupní filtr je navržen na patřičné potlačení vyšších kmitočtů a pro malý útlum na kmitočtu sítě.

Je důležité tlumit vlastní rezonanci filtru článkem  $R_3$ ,  $C_4$ .

Aktivní harmonický filtr pracuje bezchybně, i když pracuje ve stavu bez zátěže. Měníč je díky řídicím obvodům nucen kmitat. Pokud je napájen z pomocného vinutí na tlumivce, kmitá i ve stavu bez zátěže, protože řídicí logika neustále kmitá mezi stavy standby a stavem aktivním.

Zvlnění výstupního napětí se zmenšuje při zvětšování zátěže. Se zvětšující se zátěží klesá také reaktanční příkon, odebíraný ze sítě, a to z 36 VA bez zátěže pod 5 VA při jmenovité zátěži. Zmenšování reaktančního příkonu je způsobeno aktivním vybíjením filtračních kondenzátorů měničem.

Vysoké výstupní napětí AHF někdy představuje problém, ale je nezbytným předpokladem pro to, aby diodou měniče netekly žádné zpětné proudy, a aby nebylo zapotřebí žádné tlumící sítě.

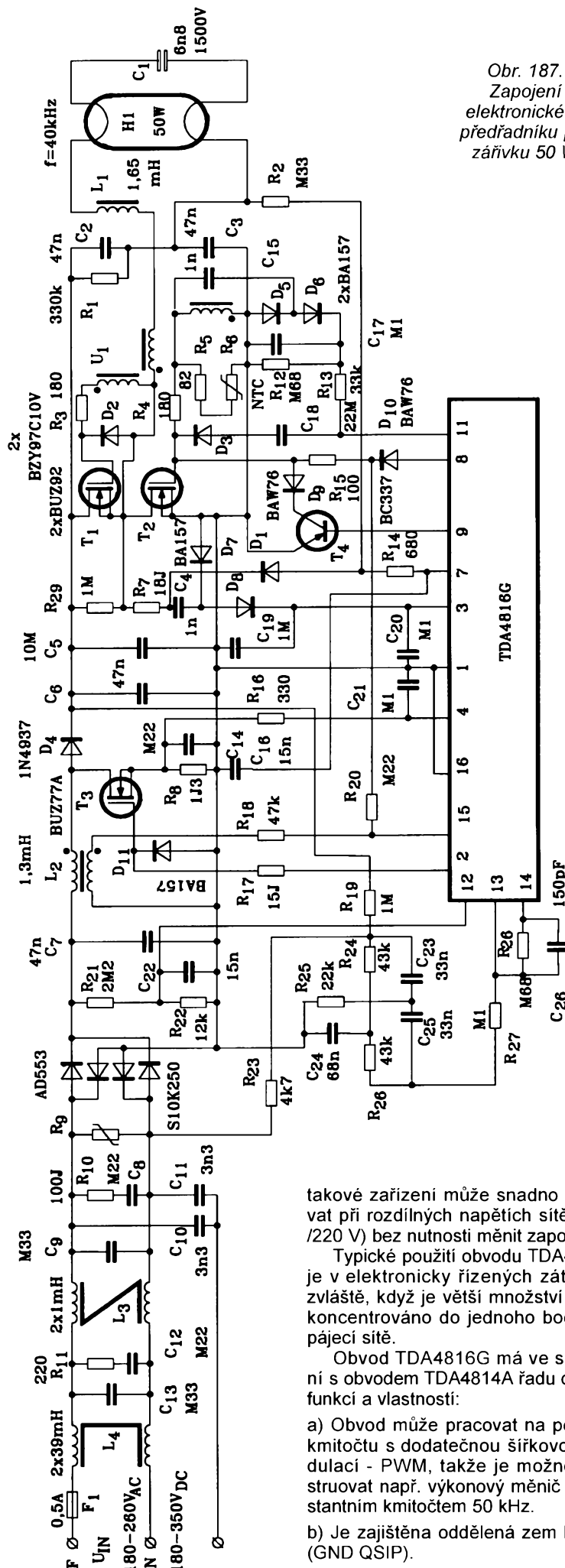
Další výhodou vysokého výstupního napětí je malý zatěžovací proud a lepší využití polovodičového spínače v následujícím napájecím zdroji či motorovém budiči.

## TDA4816G

Obvod TDA4816G obsahuje, stejně jako obvod TDA4814, všechny funkce pro návrh elektronických zátěží a spinaných zdrojů, které odebírají sinusový síťový proud a mají účinek blízký se k jedničce.

Výstupní napětí AHF s tímto IO je regulováno s vysokou účinností. Proto

Obr. 187.  
Zapojení  
elektronického  
předřadníku pro  
zářivku 50 W



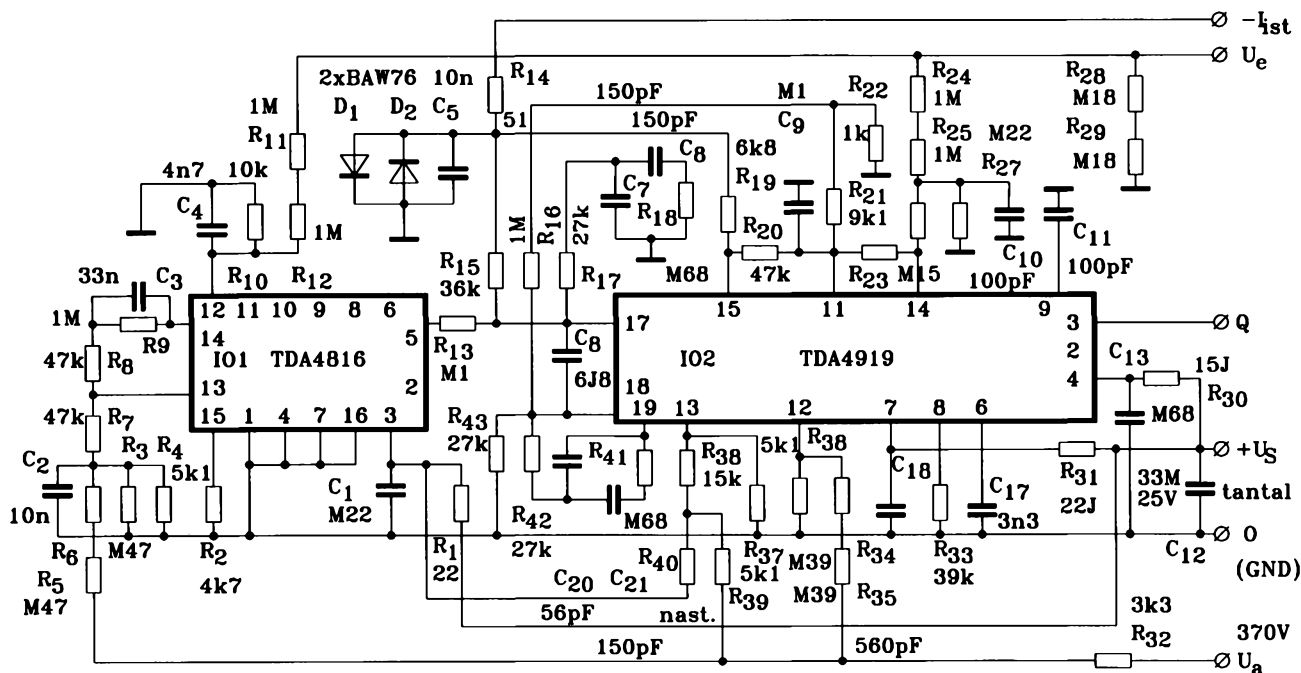
takové zařízení může snadno pracovat při rozdílných napětech sítě (110/220 V) bez nutnosti měnit zapojení.

Typické použití obvodu TDA4816G je v elektronicky řízených zátěžích, zvláště, když je větší množství zátěží koncentrováno do jednoho bodu napájecí sítě.

Obvod TDA4816G má ve srovnání s obvodem TDA4814A řadu dalších funkcí a vlastností:

- Obvod může pracovat na pevném kmitočtu s dodatečnou šířkovou modulací - PWM, takže je možné konstruovat např. výkonový měnič s konstantním kmitočtem 50 kHz.
- Je zajištěna oddělená zem budiče (GND QSIP).





Obr. 189. Řídicí část aktivního harmonického filtru o výkonu 600 W s obvodem TDA4919

Výstupní napětí násobičky je přiváděno do řídicího zesilovače, obsaženého v IO2 typu TDA4919.

Řídicí zesilovač porovná napětí z násobičky s napětím z bočnicku  $R_{SH}$ , které je úměrné proudu cívky  $L_1$ . Maximální napětí na bočniku může být 0,3 V. Tím je určen maximální proud bočnickem:

$$i_{MAX} = 0,3/R_{SH} \text{ [A, } \Omega],$$

kde  $R_{SH}$  je odpor bočnicku.

Řídicí zesilovač je v zásadě rozdílový proporcionálně-integrační zesilovač. Vzhledem k tomu, že oblast regulované sítě se chová proporcionálně, musí mít řídicí zesilovač definované chování na přechodovém kmitočtu řídicí smyčky s definovanou odezvou otevřené smyčky.

Proto je řídicí zesilovač konfigurován tak, aby integrační chování bylo přerušeno mezi kmitočty 1,6 až 4,2 kHz chováním proporcionálním. Fázové rozpětí je okolo 45°, což lze potvrdit měřením odezvy tlumeného pulzu.

Výstupním napětím z řídicího zesilovače je řízena v pulzně šířkovém modulátoru šířka impulsu, kterým se budí spínací tranzistor pulzního měniče.

Výkon výstupu (vývod 3 IO2) pulzně šířkového modulátoru je dostatečný pro napájení několika tranzistorů N-MOS zapojených paralelně. Výstup pro řízení hradla spínacího tranzistoru je na obr. 189 označen jako Q.

Proudová řídicí smyčka je vylepšena předběžným řízením (vývod 14 IO2). Základní posun o 2 V je odvozen od referenčního napětí (2,5 V na vývodu 11 IO2). Odporová síť na vstupu proudového zrcadlení (vývod 14) je nastavena tak, aby byl omezen maxi-

mální činitel plnění (střída), počínaje vstupním napětím (jeho stejnosměrnou úrovní) přibližně 50 V. Při stejnosměrné úrovni vstupního napětí přibližně 260 V je maximální činitel plnění pouze 0,5.

Přepětová ochrana ukončí provoz AHF v případě, že výstupní napětí překročí velikost 385 V. Mezi prahem pro přepětovou ochranu a pevným výstupním napětím je potřebný interval asi 20 V, aby ochrana nevypínala při neškodných překmitcích po zapnutí AHF (start-up) nebo při skokových změnách zátěže. Velikost překmitu je závislá na dynamických vlastnostech řídicí části a na kapacitě výstupního kondenzátoru ve výkonovém měniči.

Popsaný AHF má požadovaný minimální obsah harmonických složek v proudu odebíraném ze sítě. Účinek je zlepšen vůči zdroji s konvenčním usměrňovačem z  $\cos \varphi = 0,5$  na  $\cos \varphi = 0,95$  a výstupní napětí je nezávislé na kolísání napájecího síťového napětí.

## Pulzní zdroje napájené ze sítě

### TDA4918/19

Skupina řídicích integrovaných obvodů pro spínané zdroje obsahuje obvody TDA4700, TDA4718, TDA4816 a TDA4714, které se dnes používají v různých zapojeních.

Inovace materiálů a výrobních technologií přináší neustálé zlepšování vlastností součástek pro spínané zdroje, příkladem jsou nová jádra cívek a transformátorů z materiálu SI-

FERIT N47, elektrolytické kondenzátory SIKOREL a tranzistory SIPMOS.

Nové součástky umožňují používat vyšší kmitočty pro spínané zdroje. Stále se udržuje standardní řízení zdrojů šířkovou modulací impulsů (PWM).

Pulzní zdroje napájené ze sítě pracují s obdélníkovými impulsy a používají kmitočty až do 200 kHz. Zdroje, které jsou napájeny malým stejnosměrným napětím (měniče DC/DC) využívají kmitočtů až do 300 kHz.

Na základě zkušeností s používáním uvedených typů IO pro spínané zdroje byly vyvinuty nové integrované obvody TDA4918 a TDA4919, které mají lepší vlastnosti a používají se jako doplněk k řadě TDA47xx.

Vnitřní zapojení nových obvodů bylo optimalizováno pro vyšší pracovní kmitočty, základní koncepce obvodů TDA47xx však zůstala zachována.

Nejdůležitějším přínosem dvou nových integrovaných obvodů TDA4918 a TDA4919 je vyšší pracovní kmitočet, možnost přímého buzení výkonových tranzistorů MOSFET a možnost přechodu do pohotovostního stavu (standby).

Výhody obvodů TDA4918 a TDA4919 pro použití ve spínaných zdrojích jsou tyto:

- IO TDA4918 pro dvojitěné zapojení lze použít až do maximálního pracovního kmitočtu 150 kHz.
- IO TDA4919 pro jednojitěné zapojení lze použít až do maximálního pracovního kmitočtu 300 kHz.
- Jsou přípustné oba režimy provozu, napětový i proudový.
- IO obsahují integrované výstupní budiče s výstupními proudy od +0,5 do -0,7 A.

e) IO umožňují přímo řídit výkonové tranzistory MOSFET (SIPMOS).

f) IO mají klidový odběr proudu pod 3,5 mA.

g) Tolerance referenčního napětí je 1 %.

h) IO obsahují dva komparátory s programovatelnou hysterezí.

i) IO obsahují komparátor pro omezení proudu.

j) Rozsah napájecího napětí je 9,6 až 30 V.

k) IO obsahují obvod (UVLO) s hysterezí, který při podpětí vypne zdroj.

l) IO obsahují volně konfigurovatelný řídicí zesilovač.

m) IO umožňují měkký start (pomalý náběh) zdroje.

Na obr. 190 je aplikace obvodu TDA4919 v jednočinném propustném měniči, který je napájen ze sítě.

Na dalším obr. 191 je aplikace obvodu TDA4918 ve dvojčinném měniči s odbočkou uprostřed primárního vi-

nutí transformátoru, který je rovněž napájen ze sítě.

Měnič na obr. 190 pracuje v režimu řízení napětí a využívá vnitřní generátor lineárně narůstajícího napětí. Měnič na obr. 191 pracuje v režimu řízení proudu a tento generátor je odpojen připojením vývodu 14 ( $R_R$ ) na zem. Lineárně narůstající signál, potřebný pro modulaci šířky pulzu, je nyní odvozen od napětí na rezistoru R26, který snímá proud primárním vinutím transformátoru.

Po nutné filtraci dolní propustí R9, C2 je signál z rezistoru R26 o rozkmitu asi 1,8 V přiveden přes paralelní obvod C11, R11 na vývod 9 ( $C_R$ ). Člen C11, R11 posouvá stejnosměrnou úroveň signálu asi o 0,5 V do pracovního rozsahu modulatoru šířky pulzu. Časová konstanta  $C11 \cdot R11$  má být alespoň 10x větší než je perioda oscilátoru.

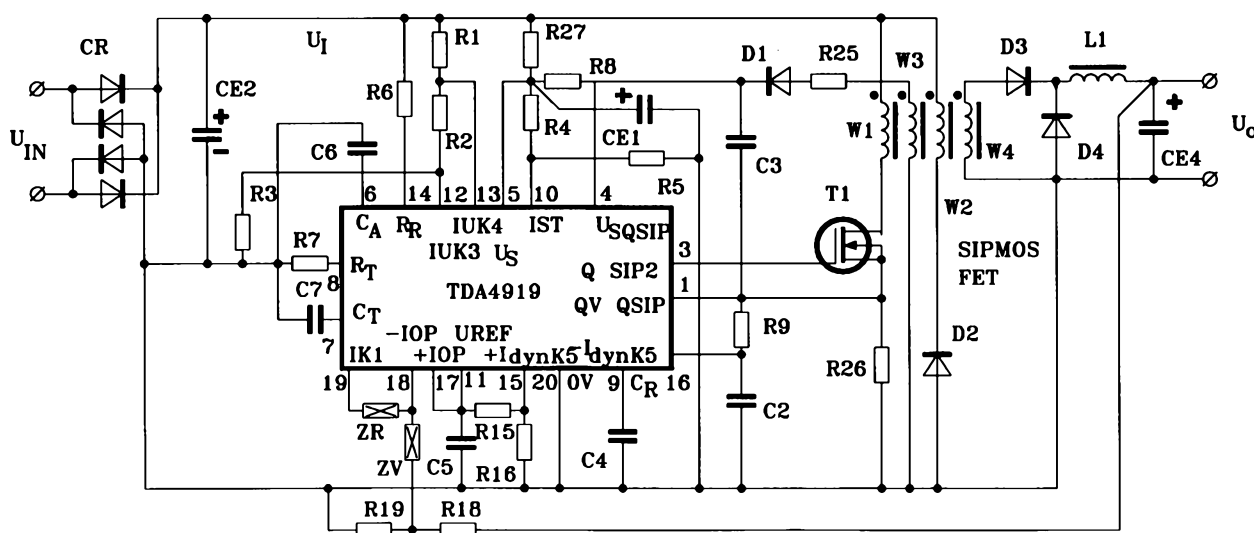
Řídicí obvody TDA4919 a TDA4918 je nejjednodušší napájet z pomocného napájecího zdroje nebo přímo vstup-

ním napětím, pokud má toto napětí vhodnou velikost.

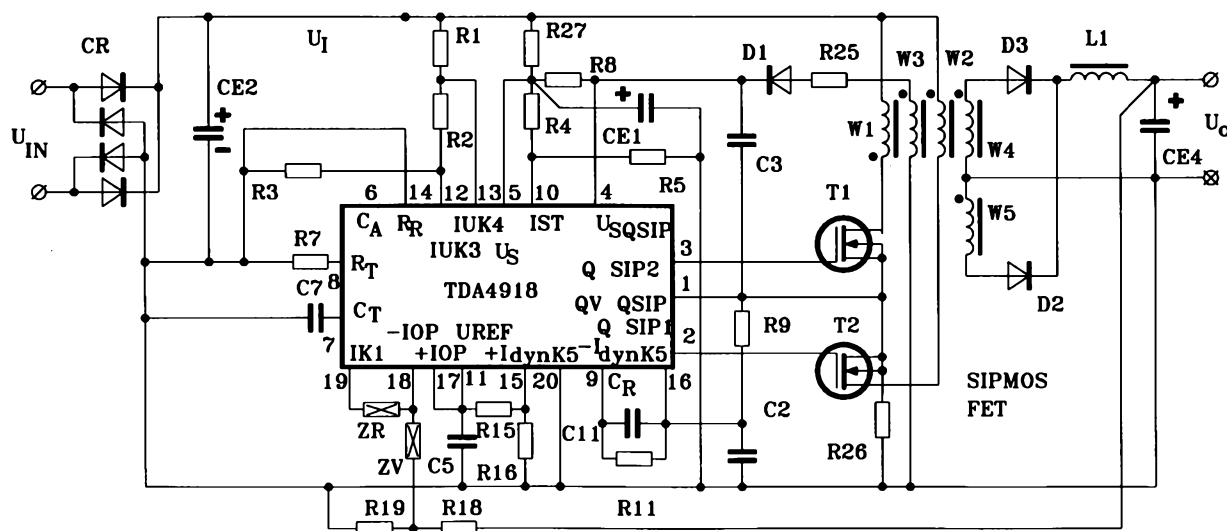
Při napájení ze sítě je však ekonomičtější napájet IO po startu měniče z vlastního výstupního transformátoru. Oba IO podporují tuto metodu, jsou k tomu navrženy. Vzhledem k tomu, že hystereze pro automatický start je programovatelná, může si uživatel snadno nastavit charakteristiku startu zařízení.

Úroveň napětí na vývodu 10 (IST) určuje, zda je IO v provozním nebo v pohotovostním (standby) stavu. Při napětí větším než  $U_{SO}$  je IO v provozním stavu, při napětí menším než  $U_{SU}$  je obvod v pohotovostním stavu. Rozdíl mezi napětími  $U_{SO}$  a  $U_{SU}$  je hystereze potřebná k tomu, aby IO při přechodu mezi stavy nekmital.

V pohotovostním stavu jsou všechny funkce IO zablokovány, s výjimkou výstupních budičů, které jsou udržovány na úrovni L, a s výjimkou monitorování napětí na pomocném vstupu IST. Spínací tranzistor MOSFET, který



Obr. 190. Jednočinný propustný měnič s obvodem TDA4919



Obr. 191. Dvojčinný měnič s obvodem TDA4918

je připojen na výstupní budiče, zůstává spolehlivě vypnut.

V pohotovostním stavu má IO velmi malý proudový odběr, maximálně 3,5 mA (v provozním stavu potřebují IO napájecí proud větší než 15 mA, což závisí na pracovním kmitočtu a na kapacitě zátěže). V pohotovostním stavu je tedy možné napájet IO přímo usměrněným síťovým napětím přes rezistor R27. Elektrolytický kondenzátor CE1 vyhlazuje napájecí napětí a akumuluje energii pro start měniče.

Řídící IO v obou popisovaných měničích mají na vstup IST přivedeno napájecí napětí z kondenzátoru CE1, a proto po zapnutí síťového napájecího napětí automaticky přejdou do provozního stavu.

Po zapnutí síťového napětí se kondenzátor CE1 postupně nabíjí a obvod je v pohotovostním stavu s malou spotřebou. Když napětí na vstupu IST překročí velikost  $U_{SO}$ , přejde IO do provozního stavu a jeho spotřeba se zvětší. Pokud je vše v pořádku, měnič začne kmitat a IO je napájen přes diodu D1 z vinutí W3 výstupního transformátoru.

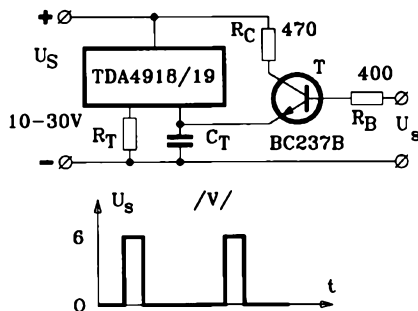
Pokud měnič nezačne kmitat, kondenzátor CE1 se velkým napájecím proudem IO vybíjí. Když napětí na CE1 klesne pod velikost  $U_{SU}$ , přejde IO zpět do pohotovostního stavu, odběr napájecího proudu poklesne a CE1 se začne opět nabíjet. Popisovaný děj se bude neustále opakovat a měnič se bude periodicky pokoušet nastartovat.

Velikost napětí  $U_{SO}$  a  $U_{SU}$  je nastavena vnějším děličem R4 a R5.

Oba popisované měniče jsou vybaveny obvodem pro omezení proudu spínacím tranzistorem. Proud je snímán bočnickem R26. Napětí z bočnicku je přiváděno přes filtr R9, C2 na vstup  $I_{dynK5}$  komparátoru, který je porovnává s napětím z děliče R15, R16. Dělič je napájen referenčním napětím. Když je napětí z bočnicku R26 větší než napětí z děliče, vypne se spínací tranzistor.

Výstupní napětí měničů je stabilizováno zápornou zpětnou vazbou, která je zavedena přes napěťový dělič R18, R19 do vstupu 18 operačního zesilovače. Výstup operačního zesilovače je vnitřně propojen s neinvertujícím vstupem 19 vnitřního komparátoru K1. Dvousvorkovou síť s obecnými impedancemi ZV a ZR je zjištěna vhodná kompenzace kmitočtové charakteristiky operačního zesilovače. Vzhledem k tomu, že výstup operačního zesilovače (vývod 19 IO) může dodat proud asi 100  $\mu$ A, musí být impedance ZR větší než 35 k $\Omega$  pro nejdůležitější část kmitočtového rozsahu.

Pokud má být výstupní napětí měniče galvanicky odděleno od sítě, přivede se napětí z výstupu měniče do IO přes oddělovací optočlen. Optočlen se připojí na neinvertující vstup 19 komparátoru K1, tj. na výstup operačního zesilovače. Operační zesilovač



Obr. 192. Synchronizace vnitřního oscilátoru obvodů TDA4918 a TDA4919

musí být vhodným zapojením svých vstupů uveden do stavu kladné saturace.

Řídící obvody TDA4919 a TDA4918 mohou být synchronizovány a fázovány prostřednictvím vývodu 7 ( $C_T$ ) vnitřního oscilátoru, na který přivedeme ze zdroje s malou impedancí kladné synchronizační impulsy  $U_S$  o amplitudě 6 V. Zapojení synchronizačního obvodu je na obr. 192. Tranzistor T (BC237B) je zapojen jako emitorový sledovač a zmenšuje impedanci zdroje impulsů.

Pokud je na bázi tranzistoru napětí v úrovni L, vnitřní oscilátor obvodu TDA4918 nebo TDA4919 může oscilovat na svém jmenovitém kmitočtu, určeném hodnotami součástek  $R_T$  a  $C_T$ . Kladnými synchronizačními impulsy se kondenzátor  $C_T$  urychleně nabíjí přes tranzistor vnějším proudem a kmitočet oscilátoru se zvětší tak, že je roven kmitočtu synchronizačních impulsů.

Průmyslové okolí a někdy i výkonový stupeň měniče mohou zanášet rušení do řídicího IO. Přestože některé vnitřní komparátory byly úmyslně vyrobeny jako pomalé, doporučuje se podle obr. 193 potlačit rušení zablokováním citlivých vstupů IO kondenzátory MKT.

Největší účinnosti měničů se dosáhne, když se vedou co nejkratší spoje mezi důležitými vývody IO, společnou zemí a vnějšími kondenzátory.

Mezi referenční zemí řídicích obvodů a společnou zemí výkonové části měniče by mělo existovat pouze jediné propojení.

## Zdroj 250 W

Úplné zapojení jednocestného propustného měniče s výkonem 250 W, který je určen pro napájení logických obvodů ve výpočetní technice, je na obr. 194.

Měnič je napájen ze sítě 220 V a na výstupu poskytuje nastavitelné napětí 4,5 až 5,2 V při proudu až 50 A.

Měnič pracuje na kmitočtu 128 kHz a je řízen napěťově. Proto je zvlášť vhodný jako samostatný zdroj, kterému nevadí, když je použit bez zátěže, kdy dodává pouze malý výkon.

Měnič obsahuje usměrňovač síťového napětí, spínací stupeň s tranzistorem SIPMOS, výkonový transformátor, sekundární usměrňovač včetně výstupního filtru a řídicí obvod TDA4919.

Výkonový transformátor je navinut na toroidním jádru R50.0 které poskytuje dostatečný prostor pro vinutí. Díky malému objemu feritu může být toto jádro silně magnetizováno, magnetická indukce (hustota magnetického toku) je až 170 mT.

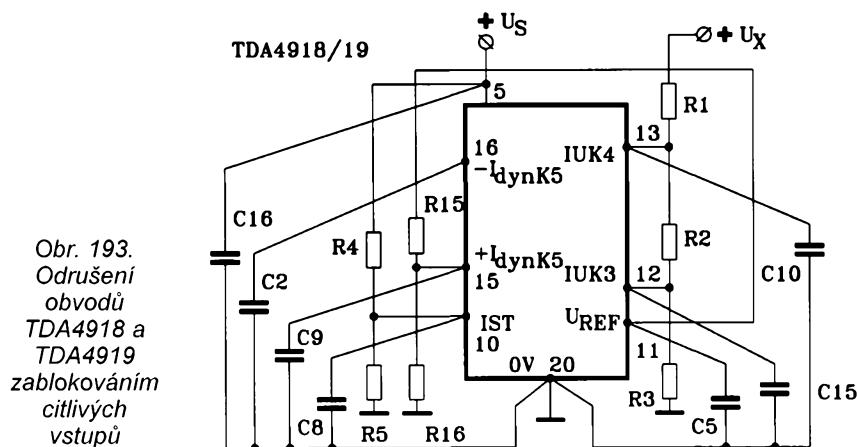
Řídící integrovaný obvod je napájen z pomocného vinutí W3 výkonového transformátoru. Energie pro automatický start měniče je odvozena z usměrněného vstupního napětí.

Výstupní napětí  $U_o$  je přesně stabilizováno zpětnou vazbou přes optický vazební člen.

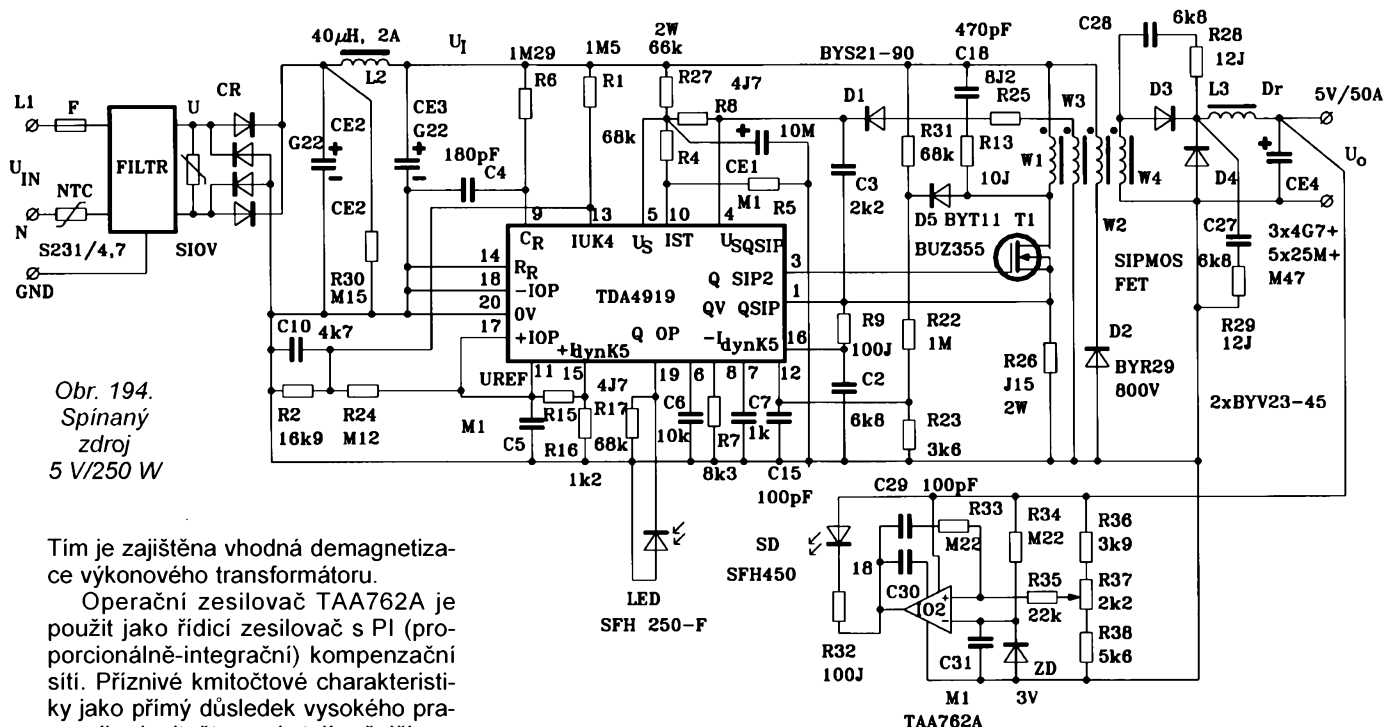
Výstupní tlumivka L3 je konstruována na feritovém jádru ETD39. K dosažení indukčnosti asi 1,8  $\mu$ H jsou nutné pouze tři závit. Mezivrcholové zvlnění proudu tlumivkou je asi 18 A ve spojitěm pracovním režimu.

Výstupní kondenzátor je složen z několika dílčích kondenzátorů. Pět kondenzátorů MKT o kapacitě 25  $\mu$ F s velmi malým ESR vyhlazuje výstupní napětí, tři hliníkové elektrolytické kondenzátory o kapacitě 4700  $\mu$ F tvoří zásobárnu energie a udržují výstupní napětí konstantní při skokových změnách zátěže a nakonec kondenzátor B41534 o kapacitě 0,47  $\mu$ F potlačuje rušení na nejvyšších kmitočtech.

Práce jednocestného propustného měniče vyžaduje, aby maximum pracovního cyklu bylo udržováno pod určitou velikostí střídá, zde pod 50 %.



Obr. 193. Odrušení obvodů TDA4918 a TDA4919 zablokováním citlivých vstupů



Obr. 194.  
Spínaný  
zdroj  
5 V/250 W

Tím je zajištěna vhodná demagnetiza-  
ce výkonového transformátoru.

Operační zesilovač TAA762A je  
použit jako řídicí zesilovač s PI (pro-  
porcionálně-integrační) kompenzační  
sítí. Příznivé kmitočtové charakteristi-  
ky jako přímý důsledek vysokého pra-  
covního kmitočtu poskytují měniči op-  
timální dynamiku a stabilní výkon.  
Náhla změna zátěže o 7 A způsobí  
dynamickou odchylku výstupního na-  
pětí menší než 0,1 V a po 150 µs (ne-  
boli po 20 oscilátorových cyklech) je  
tato chyba výstupního napětí plně  
kompenzována. Klidové chybové na-  
pětí v rozsahu od nulové zátěže až po  
plnou zátěž je menší než 10 mV.

Řídicí systém je schopen kompen-  
zovat zvlnění (o síťovém kmitočtu) vý-  
stupního napětí až na téměř neměřit-  
elnou velikost.

Rušení je v měniči potlačeno cívkou  
L2 o indukčnosti 40 µH (navinuto  
na otevřeném jádře I) a kondenzáto-  
ry MKT (17, C19, C27, C28).

Aby se potlačilo rušení, způsobené  
společným proudovým režimem, je  
vhodné elektricky izolovat tranzistory  
SIPMOS od chladiče a chladič zkrato-  
vat pro vyšší kmitočty kondenzátorem  
C19 na zem. Odstraní se tak vazební  
kapacita přes tento chladič. Dále je  
nutné filtrovat zbytkové rušivé napětí,  
superponované ke vstupnímu napětí  
před usměrněním. Celkové odrušení  
měniče závisí i na uspořádání ostat-  
ních obvodů.

## Literatura

- [1] Siemens: Components - Technical Description and Characteristic for Students, Siemens AG, Bereich Bauelemente, München, 1986.
- [2] Blöckl, R.: Switched-mode power supply with input voltage broadband using the TDA4919 IC. Siemens Auto/Industrietechnik, interní materiál PD229005E.
- [3] Herfurth, M.: Active harmonics filter with constant operating frequency and 600W output power. Siemens Auto/Industrietechnik, interní materiál PD229002E.
- [4] Herfurth, M.: Control circuit with TDA4816 and TDA4919 for active har-

nics filter. Siemens Auto/Industrietechnik, interní materiál PD228905E.

[5] Blöckl, R.: TDA 4918/4919 - New generation of Control ICs for Switched-Mode Power Supplies. Siemens Components 5/88, s. 191 až 194, 6/88, s. 260 až 264, 1/89, s. 12 až 17.

[6] Herfurth, M.: TDA4816G - Control IC for Sinusoidal Line Current Consumption. Siemens Auto/Industrietechnik, interní materiál PD229102E.

[7] Siemens: Power Factor Controller - IC for High Power Factor and Active Harmonic Filter. Siemens Semiconductor Group 9/94.

[8] Herfurth, M.: Application Note: TDA4814 - Integrated Circuit for Sinusoidal Line Current Consumption. Siemens Components 3/86, s. 103 až 107.

[9] Siemens: Active harmonic filter using TDA4814A rated for 250W output power. Siemens Auto/Industrietechnik, interní materiál LE8803E.

[10] Herfurth, M.: Application Note: Active Harmonic Filtering for Line Rectifiers of Higher Output Power. Siemens Components 1/86, s. 9 až 13.

[11] Siemens Produktinformation: Schalt-  
netzteil Ics und Power Factor Controller.  
Siemens Aktiengesellschaft, No. B114-  
H6435-X-X-7400, Germany, PS 07935.

[12] Žalčíková, L.: Impulzní kondenzátory.  
Elektroinzer 3/98, Ostrava, <http://www.es-ostrava.cz>

[13] RIFA: RIFA - electrolytic capacitors,  
katalog.

[14] Elektronikaservis JDaVD: Ceník  
výrobků fy Pramet - nabídka, e-mail:  
dousak@ms.easynet.cz

[15] Amtek: katalog na CD: Designers re-  
ference manual winter 97/98, e-mail:  
amtek.praha@amtek.cz

[16] PS electronics: katalog na CD: Artikel-  
daten.

[17] BEN: katalog na CD: Weils CD ROM  
volume 2.

[18] Conrad: katalog na CD: Virtual electro-  
nics Warehouse.

[19] Schuricht: katalog na CD: Schuricht  
Elektronik - Gesamtkatalog.

[20] Siemens-Matsushita: katalog na CD:  
Technical Product Information - Passive  
Components, 1997.

[22] Siemens: katalog na CD: Siemens Se-  
miconductor - Technical Product Informati-  
on, Edition 8, SiemensAktiengesellschaft.

[23] Siemens: katalog na CD: Siemens  
- Semiconductor Group - Application Notes  
and User Manuals for Semiconductors,  
Edition 1, Siemens Aktiengesellschaft

[24] Motorola: Linear/Switchmode Voltage  
Regulator Handbook - HB206 REV 3, MO-  
TOROLA INC, 1989, USA.

[25] MAXIM: Power Supply circuits - Ana-  
log Design Guide, 1994.

[26] AR pro konstruktéry 2, 3/1995 - trans-  
formátory a cívky.

[27] MOTOROLA: Rectifiers and Zener Di-  
odes Data Book, 1988.

[28] KTE: Katalog součástek 1999.

[29] GM: Katalog součástek 1999.

[30] Punčochář, J.: Operační zesilovače.  
BEN, Praha 1996.

[31] Husák, M., Jirásek, L., Krejčířik, A.:  
Napájecí zdroje v elektronice - laboratorní  
cvičení. Vydavatelství ČVUT, Praha 1999.

[32] Husák, M.: Napájecí zdroje v elektroni-  
ce. Vydavatelství ČVUT, Praha 1998.

[33] Krejčířik, A.: Moderní spínané zdroje.  
BEN, Praha 1999.

[34] Krejčířik, A.: Spínané napájecí zdroje  
s časovačem 555. BEN, Praha, 1999.

[35] Motorola: Switchmode - A Designers  
Guide for Switching Power Supply Circuits  
and Components. SG79/D REV 5, 1992.

[36] Humlhans, J.: Integrované obvody pro  
impulzní regulátory napětí. Rádio plus  
1/98, s. 25.

[37] Ceti, T., Papež V.: Konstrukce a reali-  
zace elektronických obvodů. Vydavatelství  
ČVUT Praha, 1998.

[38] Foit, J., Hudec, L.: Součástky moderní  
elektroniky, Vydavatelství ČVUT Praha, 1998.

[39] Lániček, R.: Elektronika - obvody,  
děje, součástky. BEN, Praha 1998.

[40] Faktor, Z.: Cívky a transformátory.  
BEN, Praha 1999.