



ROČNÍK VI/2000. ČÍSLO 3

Amatérské **RADIO**

ŘADA B - PRO KONSTRUKTÉRY

ROČNÍK XLIX/2000. ČÍSLO 3



Ročník 1996 na CD ROM

V TOMTO SEŠITĚ

Ročník 1996 na CD ROM	1
Veletřhy a výstavy - ELEKTRA 2000, Bratex 2000, Prahex 2000	2

SPÍNANÉ ZDROJE

Úvod	3
Základní zapojení spínaných zdrojů	4
Kondenzátory	15
Cívky pro spínané zdroje	19
Spínané zdroje s obvody Maxim	26
Spínané zdroje s obvody Motorola	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 Kelářková, 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. Nevyžádané rukopisy nevracíme.

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

E-mail: a-radio@mbox.inet.cz

ISSN 1211-3557, MKČR 7443

© AMARO spol. s r. o.

Vážení čtenáři, nyní jsme se koneč-
ně dostali k vydání I. ročníku 1996. Na-
vic jsme pro vás připravili dárek v podobě
dvou databází názvů článků za posled-
ních 20 let. **Prodej začíná 15. května.**

CD ROM1996 zahrnuje kompletní
obsah časopisů Praktická elektronika
A Radio a Konstrukční elektronika A
Radio za rok 1996 (inzerce je vyne-
chána).

Vše je zpracováno ve formátu pro
elektronické publikování **Adobe PDF.**

Na disku je nahrán nejnovější prohlí-
žeč **Adobe Acrobat Reader 4.05.** Nelze použít starší verzi 3.0, proto si
musíte vždy starý prohlížeč přestalo-
vat (nový prohlížeč již nepracuje pod
operačním systémem Windows 3.1).

Po nainstalování prohlížeče pro-
gramu Acrobat jsou dvě možnosti ote-
vření požadovaného časopisu. První
možností je otevřít přímo soubor např.
PE296.pdf a ukáže se první strana čísla 2
Praktické elektroniky A Radia. V ní mů-
žeme listovat pomocí šipek v liště ná-
strojů nebo stačí kliknout na číslo strán-
ky v obsahu a ta se sama zobrazí.

Druhou možností je otevřít soubor
AMARO96.pdf. Objeví se dvě stránky
se všemi obrázky jednotlivých časopisů.
Stačí kliknout na jeden z nich, otevře se

žádaný časopis na 1. straně a dále po-
kračujeme jako v předchozím odstavci.

Dále CD ROM1996 obsahuje dva databázové programy s různými druhy vyhledávání

První databázi ECW naleznete v ad-
resáři **dat80_99.** Je to databázový se-
znam článků uveřejněných od roku 1996
ve všech řadách časopisů A Radio vy-
davatelství AMARO (Praktická elektroni-
ka A Radio, Konstrukční elektronika A
Radio, Stavebnice a konstrukce A Radio
a příloha ELECTUS).

V seznamu jsou dále uvedeny člán-
ky, uveřejněné v časopisech původního
Amatérského radia řady A i B a všech
jeho příloh od roku 1980 do konce roku
1999.

Program ECW je samostatný data-
bázový seznam článků, umožňující je-
jich přímé vyhledávání podle oborových
skupin nebo podle klíčového slova, a
následně vytištění seznamu vyhledá-
ných článků s údaji o tom, kde lze články
najít. Program pracuje pod operačními
systémy Windows 95 a 98 i Windows
NT4 a 2000.

Program ECW instalujeme obvyklým
způsobem spuštěním souboru **setup.exe**
(viz soubor **navod.doc**). Dál postupujeme
podle pokynů na obrazovce monitoru,
až je instalace ECW dokončena. Po
restartování PC již nalezneme soubor
ECW v seznamu programů.

Při spuštění se nejprve objeví tabul-
ka Obsah časopisů, ve které jsou sefa-
zeny články podle základních tematic-
kých skupin. Dvojklikem na vybrané
skupině se objeví nová tabulka s po-
drobnějším rozdělením na jednotlivé
podskupiny. Z těch si vybereme pod-
skupinu a opět ji dvojklikem rozvineme.
Nyní se již objeví seznam jednotlivých
článků, z nichž si vybereme ten, který
se týká našeho konkrétního zájmu. Po
jeho odklepnutí se na spodním řádku

**Popsaný CD ROM si lze objednat telefonicky
(02/57 31 73 12 a 57 31 73 13) nebo poštou
na dobírku, případně osobně na adrese:**

**AMARO spol. s r. o., Radlická 2, 150 00 Praha 5.
CD ROM si také bude možné zakoupit v některých
prodejnách knih a součástek.**

**Cena CD ROM je 290 Kč + poštovné + balné.
Předplatitelé časopisů u firmy AMARO
mají výraznou slevu. Pouze pro ně bude
CD ROM v ceně 170 Kč + poštovné + balné.**

**Zájemci na Slovensku si mohou CD ROM objednat
u firmy MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslova 12,
P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava 3,
tel./fax (07) 444 545 59; magnet@press.sk
Cena: 350 Sk (pro předplatitele 240 Sk) + poštovné + balné.**

objeví údaj, kde a kdy byl tento článek uveřejněn.

Odklepnutím symbolu „Kukátko“ v původní tabulce se zobrazí tabulka, do které můžeme napsat klíčové slovo hledaného tematu, např. osciloskop a odklepnutím se opět objeví přímo články s touto tematikou. Nebo známe-li přímo název hledaného článku, vypíšeme jej a ten se přímo vypíše s údajem, kdy a kde byl uveřejněn. Odklepnutím symbolu „Tiskárna“ je možné vyhledaný seznam vytisknout. Můžeme tisknout buďto celý seznam, nebo pouze některé položky - v takovém případě je označíme myší za současného podržení klávesy Ctrl.

Zpět do základního seznamu přejdeme odklepnutím symbolu „Datový strom“ v levé části tabulky, práce s programem končí odklepnutím symbolu „Dveře“.

2. databáze, která je v adresáři **dat76_99**, obsahuje seznam článků časopisu Amatérské radio řady A (červené) od roku 1976. Tato data byla původně shromažďována v osmibitovém programu. Proto první tři ročníky bohužel neobsahují informace o číslech stránek a součástkách. Dále databáze obsahuje seznam článků časopisu Praktická elektronika A Radio. Ty jsou odlišeny písmenem A v označení měsíce.

Instalace je jednoduchá, spustí se **setup.exe** a program se sám nainstaluje (pracuje pod operačními systémy Windows 95 a 98 i Windows NT4 a 2000).

Vyhledávat lze podle názvu článku: Pokud víte, jak se jmenoval článek, který hledáte, stačí zadat název (nebo jeho část). Například zadání „cukřenka“ vám najde článek „Cukřenka s dobrou náladou (ionizátor vzduchu)“. Podobně zadání „zes“ vám najde například všechny názvy obsahující slovo „zesilovač“.

Nejzajímavější částí tohoto programu je vyhledávání podle použitých součástek. Po zadání typového označení (opět stačí jen jeho část) program vyhledá všechny konstrukce, kde je daná součástka použita. Například zadání „555“ najde všechna zapojení s populárním časovačem - *nemusí být (na rozdíl od předešlého programu) uveden v názvu článku*.

Poslední možností je hledání podle rubrik. Zobrazí se jejich číselník, ve kterém si můžete zvolit rubriku a program vyhledá a zobrazí seznam příslušných článků. Vše lze samozřejmě vytisknout.

Na zbytek místa na CD ROM jsme nahráli:

- Informační materiály firmy **GES Electronics**.
- Katalog stavebnic a součástek firmy **Elektronika Zdeněk Krčmář**.
- Elektronický katalog součástek firmy **PS electronic**.
- Katalog knih a CD ROM nakladatelství **BEN** - technická literatura.
- 30denní verze programu **VISIO 5.0 Professional**.

Na podzim pro vás připravujeme první ze série naskenovaných starších ročníků AR z let 1987 až 1989.

Redakce

Veletrhy a výstavy

Veletrh ELEKTRA 2000

Veletrhy s názvem ELEKTRA jsou již pro Olomouc tradiční a zatímco dříve se konaly pouze ve dvou městech (Olomouc, Plzeň), nyní již pořádající agentura Omnis rozšířila své služby i na Ústí nad Labem a Hradec Králové. Plzeň nadále v kalendáři zůstává a v podzimním termínu najdeme ještě Olomouc podruhé.

Tento veletrh začínal poměrně skromně a vystavovatelé byli z počátku převážně dovozci spotřební elektroniky. Dnes, kdy otevřel své brány již po šestnácté, se již výrazně vyprofiloval, výstavní plocha se rozšířila natolik, že musel být přesunut do výstavních prostor Flory a jeho „jarní“ termín byl přesunut na polovinu února.

Jak již bylo naznačeno, průmyslová elektrotechnika tentokrát převažovala, potěšitelné je, že se prezentovali nejen dovozci či prodejci, ale i montážní a hlavně výrobní podniky, které se určitě na našem trhu neztratí. A poněvadž elektrotechnický obor má nesporně budoucnost, není divu, že se na čestném místě prezentovala i přerovská integrovaná střední škola elektroenergetická, která sdružuje jednak učební obory silnoproudé a elektronické, jednak průmyslovou školu se silnoproudým zaměřením.

Také odborná literatura zde byla prezentována prodejními stánky známého nakladatelství BEN a prodejce technické literatury EMZET, ale také prezentaci FCC public (pořadatel ovšem na poutači pro tuto firmu uvedl dnes již neplatné údaje) a IN-EL z Prahy.

Podívejme se jen na výrobní firmy pokud možno v abecedním pořadí a pomejme tentokrát zcela dovozce.

Svítilna vyrábí firma Blahuta z Ostravy, Elektroprof z Tábora, Elektrosvit ve Svatoborčicích, Enika Nová Paka, Prolux Zlín, Tomek & Novák Jablonec n.N., Tůma Kamenický Šenov. Výrobu transformátorů nabízela firma BV elektronik z Holic. Řízené zdroje a rozváděče, stykače a p. Elektropřístroj z Prahy, další výrobky pro průmyslovou elektrotechniku Elpremo z Olomouce a KOPOS Kolín.

Společným nedostatkem většiny zástupců firem, se kterými jsem hovořil (mimo METRY Blansko), byla skutečnost, že se jednalo o obchodní, nikoliv technické zástupce. Na dotazy technického charakteru měli bohužel odpověď jen formou nabídky prospektu. Na druhé straně s převážnou většinou firem je již možné se kontaktovat i prostřednictvím E-mailu.

Ohromný sortiment všech možných kabelů včetně optických, výzkum, vývoj, projekci, výrobu i montáže všeho, co zavání sdělovací a

zabezpečovací technikou nabízel zásobovací a odbytový závod AŽD v Olomouci, který má i podnikovou prodejnu přímo v areálu závodu.

Malý výběr byl v nářadí pro elektrotechniku naší provenience. Jedině snad firma LIDOKOV TRADE z Boskovic nabízela nepříliš bohatý sortiment výrobků, jinak se jednalo výhradně o dovozy.

Nesmíme opominout měřicí přístroje - zájemce o ně hned u vchodu do areálu vítali zástupci firmy METRA Blansko, kteří mimo obvyklého výrobního sortimentu prezentovali hned dvě novinky, jednu dokonce ve dvojím provedení, lišícím se nepatrně rozsahy - klešťové ampérmetry s číslicovým zobrazením PK 430 a PK 435, schopné měřit proudy až do 2000 A, napětí do 1000 V, dále výkon včetně jalového, $\cos \varphi$, kmitočet, ohmické odpory rezistorů a teplotu. Další novinkou byl můstek pro měření kapacitních nerovnováh a kapacit telekomunikačních kabelů M1T455, jehož hlavním odběratelem je t.č. firma TELECOM, odečet údajů je na číslicovém displeji i analogovém měřidle. Předností oproti odpovídajícímu zahraničnímu typu je především cena - je více než o polovinu lacinější. A poněvadž problematika měření je radioamatérům blízká, dozvěděl jsem se, že po určité přestávce se opět u nás vyrábí ručkové přístroje a stále je možné si nechat opravit jakýkoliv přístroj z jejich dřívější výroby (PU, AVOMET) ve speciální dílně závodu. Kontakt předem je možný na tel. 0506 493149 nebo E-mail: zet-os@metra.cz.

Zkušebnictví, metrologii a ověřování spolehlivosti nabízela firma MESIT QM z Uh. Hradiště. Konečně spotřební elektroniku a drobné součástky dobře prezentovala firma Kvapil z Olomouce. Upřímně řečeno, neznám mimo Prahy žádné další město (bohužel v plzeňském GESu jsem nebyl), které by bylo tak bohatě zásobeno součástkami jak aktivními, tak pasivními; a nejen to - jak jsem měl možnost několikrát se přesvědčit přímo v prodejně, i jejich poradenská služba začátečníkům je na úrovni.

A poněvadž výjimka potvrzuje pravidlo, přece se jen zmíním o jednom prodejci sice dovozcového sortimentu, se kterým se ale prakticky každý denně setkává a v této kvalitě a provedení je u nás zatím novinkou.

(Dokončení na str. 40)

SPÍNANÉ ZDROJE

Ing. Alexandr Krejčířík, CSc.

Spínané zdroje se konstruují pro svoji vysokou účinnost, a to zejména v případech omezené kapacity primárního zdroje (akumulátoru nebo baterie), dále pro svoji malou váhu a rozměry. Přes komplikace návrhu stále roste percentuelní podíl spínaných zdrojů a dnes se dá odhadnout, že jejich nasazení je zajímavé u všech zdrojů již okolo výkonu 10 W. Výhodou, vyplývající z vysokého pracovního kmitočtu, je snadná filtrovatelnost zbytků střídavé složky. Tato vlastnost se však uplatní až při podstatně vyšších kmitočtech, než je kmitočet sítě. Nevýhodou spínaných zdrojů právě z hlediska jejich vysokého pracovního kmitočtu je vyšší cena součástek, které musí na takto vysokých kmitočtech pracovat (mezni kmitočty tranzistorů a diod, rozptylové kapacity transformátorů a stejnosměrné odpory elektrolytických kondenzátorů). Právě s klesající cenou součástek klesá i hranice výkonu, při které je efektivní využít spínané zdroje.

Úvod

Účinnost spínaných zdrojů se běžně pohybuje v rozmezí od 60 do 80 %, někdy i přes 90 %. Obdobné lineární stabilizátory podobných parametrů by stěží mohly dosáhnout účinnosti lepší než 50 %, obvykle se jejich účinnost pohybuje okolo 30 %.

Blokové schéma spínaného zdroje se skládá z několika základních částí, znázorněných na obr. 1. Ne vždy obsahuje spínaný zdroj všechny tyto části a často obsahuje i některé navíc.

Podmínkou činnosti spínaného zdroje je stejnosměrné vstupní napětí.

Pokud je spínaný zdroj napájen ze sítě, musí mít na vstupu usměrňovač síťového napětí a vyhlazovací (filtrační) kondenzátor. Usměrněné síťové napětí musí být co nejvíce zbaveno střídavé složky, která vzhledem k nízkému kmitočtu (50 Hz) snadno prochází celým zdrojem až na jeho výstup.

Pro transformaci je nutné převést stejnosměrné vstupní napětí na napětí střídavé. K tomu se ve spínaném zdroji používají vysokofrekvenční spínací tranzistory, které vytvoří střídavý obdélníkový průběh o kmitočtu 20 kHz až 1 MHz.

K vlastní transformaci velikosti napětí se používá buď cívka, nebo transformátor.

Výstupní střídavé napětí je nutno usměrnit a opět vyfiltrovat obsah

jeho střídavé složky. Na výstupní usměrňovací diody jsou kladeny značné požadavky, protože musí usměrňovat na vysokém pracovním kmitočtu (musí mít malou kapacitu přechodu a malou spínací a zejména vypínací dobu).

Na výstupní filtr již zdaleka nejsou kladeny takové požadavky, protože pracuje na vysokém kmitočtu a jeho filtrační účinky na tomto kmitočtu jsou vynikající.

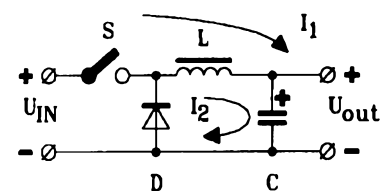
Ve spínaných zdrojích se používá řada integrovaných obvodů, které budou popsány v dalších kapitolách.

Integrované obvody, vyráběné firmou MAXIM, lze zakoupit u firmy Spezial-Electronic Bauelemente Wuttke KG, Hotel Praha, salonek 200, Sušická 20, 160 35 Praha 6, telefon: (02) 24342200, e-mail: special@special.cz. Maloobchodní prodej za hotové je v kanceláři firmy. U zásilek na dobírku je u částek do 3000,- Kč účtováno poštovné 98,- Kč.

Integrované obvody, vyráběné firmou MOTOROLA, prodává v ČR např. firma GES Electronics (<http://www.ges.cz>) a jejich ceny lze získat na internetové adrese: <http://eos.ges.cz>.

Funkční zapojení spínaných zdrojů lze rozdělit do několika skupin:

a) **Obvody bez indukčnosti**, založené na násobení střídavého napětí pomocí usměrňovačů. Střídavé napětí se generuje spínacími tranzistory,



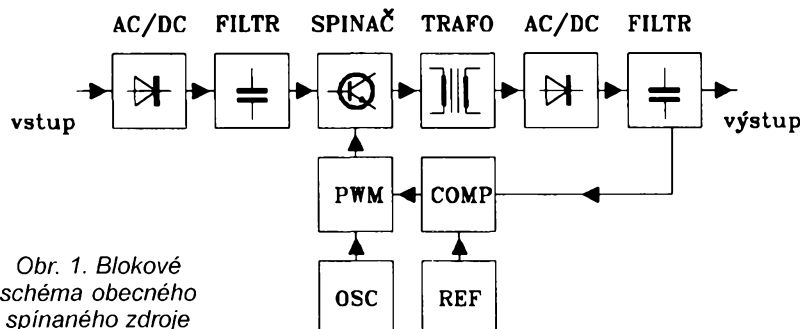
Obr. 2. Principiální schéma měniče, který snižuje napětí

principiálně se jedná o řízené astabilní klopné obvody.

b) **Obvody, ve kterých je cívka zapojena do série se spínačem** (obráz. 2). Cívka je zde zapojena jako část integračního článku LC. Výstupní kondenzátor C je dobíjen proudem I_1 a na kondenzátoru po sepnutí spínače S roste napětí. Napětí roste tím pomaleji, čím je větší kapacita kondenzátoru C a indukčnost cívky L.

V intervalu po vypnutí spínače S se snaží cívka L udržet směr a velikost svého proudu. Energie, akumulovaná během první etapy (v době sepnutého spínače S) se mění na dobíjecí proud I_2 kondenzátoru C. Aby však proud I_2 mohl v tomto obvodu protékat, je třeba dosud popsané součástky doplnit diodou D, uzavírající proudový obvod proudou I_2 . Z daného popisu principu činnosti tohoto obvodu plyne, že během první části (sepnutí S) napětí na výstupu roste, kdežto během druhé části (spínač S vypnut) výstupní napětí klesá.

Kmitočet zvlnění výstupního napětí U_{out} je roven kmitočtu spínání a vypínání spínače S. Když je tento kmitočet dostatečně vysoký, je možné výstupní napětí dobře filtrovat. Dále z uvedeného plyne, že výstupní napětí U_{out} může být maximálně tak velké, jako je napětí vstupní U_{in} . Budeme-li prodlužovat dobu t_1 , kdy je S sepnut, výstupní napětí poroste stejně jako v případě, kdy budeme dobu t_2 zkracovat. Chceme-li výstupní napětí zmenšit, pak zkrátíme dobu t_1 , případně prodloužíme dobu t_2 .



Obr. 1. Blokové schéma obecného spínaného zdroje

V anglosaské literatuře tento princip najdeme pod označením **Step-Down** nebo **BUCK**.

Popis činnosti tohoto obvodu je rozdělen do dvou částí:

- Spínač S je sepnut po dobu t_1 , proud cívky narůstá podle vztahu:

$$U_L = L \cdot dI/dt,$$

z toho:

$$(U_{IN} - U_{OUT}) \cdot t_1/L = dI_1,$$

kde U_L je napětí na cívce.

- Spínač S vypneme (doba t_2) a proud cívky pokračuje na počátku tohoto intervalu stejným směrem a o stejné velikosti:

$$dI_1 = dI_2,$$

ale bude klesat podle vztahu:

$$U_L = L \cdot dI/dt,$$

z toho:

$$-U_{OUT} \cdot t_2/L = -dI.$$

Když platí pro okamžik vypnutí kontaktu S uvedená rovnost, lze položit sobě rovny i druhé strany rovnice:

$$U_{OUT} \cdot t_2 = (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot t_1,$$

a z toho úpravou získáme:

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot t_1/(t_1 + t_2) = U_{IN} \cdot t_1/T = U_{IN} \cdot s,$$

kde s je vždy menší než jedna. Proto toto zapojení může pouze snižovat vstupní napětí.

Vycházíme-li z předpokladu rovnosti vstupního a výstupního výkonu, dostaneme:

$$U_{IN} \cdot I_{IN} = U_{OUT} \cdot I_{OUT},$$

a z toho určíme výstupní proud:

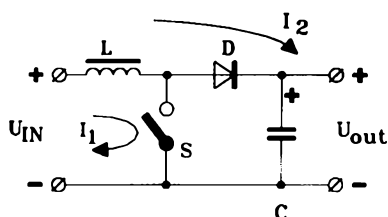
$$I_{OUT} = I_{IN} \cdot (U_{IN}/U_{OUT}),$$

tj. poměr proudů je dán převráceným poměrem napětí. Vstupní proud je impulzního průběhu, výstupní proud pouze kolísá o $\pm(1/2) \cdot dI_{OUT}$ okolo hodnoty I_{OUT} , přičemž superpozice $I_{OUT} + (1/2) \cdot dI_{OUT}$ je právě rovna I_{IN} .

Již z tohoto prvního zapojení plyne, že regulace obou dob t_1 a t_2 může být prováděna dvěma zásadně rozdílnými způsoby:

- Jedna z dob (ať již t_1 nebo t_2) je konstantní a mění se doba druhá - to vede na systém s proměnným kmitočtem, což je z řady důvodů nevýhodné.

- Součet obou dob je konstantní, tj. $t_1 + t_2 = T = 1/f = konst.$ Regulace probíhá tak, že při zkrácení doby t_1 se pro-



Obr. 3. Principiální schéma měniče, který zvyšuje napětí

dlouží o stejnou část dobu t_2 . Tento princip má celou řadu výhod a v současné době jeho využívání převládá. Oba uvedené principy však mohou být použity i u dalších zapojení.

c) **Obvody, ve kterých je cívka zapojena do série se spínačem a spínač je uzemněn** (obr. 3).

Během doby t_1 (sepnutý spínač S) se výstupní kondenzátor vybíjí do zátěže, a aby se nevybíjel i přes sepnutý spínač S, je oddělen diodou D, která je při sepnutém spínači S polarizována v závěrném směru a nevede. Ze zdroje stejnosměrného napětí U_{IN} teče proud I_1 přes cívku L a spínač S. Energie se akumuluje v magnetickém poli cívky a má velikost $A = (1/2) \cdot L \cdot I^2$, proud I_1 cívku narůstá až do okamžiku, kdy je spínač S vypnut. V tomto okamžiku cívka chce opět udržet směr a velikost proudu I_1 a vzniká na ní indukované napětí:

$$U_{ind} = -L \cdot dI_1/dt.$$

Součet napětí U_{ind} s napětím napájecího zdroje U_{IN} prohánějí proud I_2 do výstupního kondenzátoru C (a zatěžovacího odporu, je-li připojen).

Protože velikost indukovaného napětí U_{ind} závisí na indukčnosti cívky L, na velikosti původního proudu I_1 a na rychlosti vypnutí spínače S (dI/dt), pak napětí U_{ind} není amplitudově omezeno a může být teoreticky libovolně velké. Po sečení s napětím U_{IN} je tedy výstupní napětí U_{out} vždy větší než U_{IN} .

V anglosaské literatuře se tento typ obvodu uvádí pod názvy **Step-Up** nebo také **BOOST**.

Vliv dob sepnutí (t_1) a vypnutí (t_2) u tohoto zapojení již není tak jednoznačný, jako u zapojení předcházejícího. S rostoucí dobou t_1 sice roste velikost proudu I_1 (a při $dI_1/dt = konst.$ roste i velikost napětí U_{ind}), ale současně se zmenšuje i napětí U_{out} dlouhým vybíjením kondenzátoru C. Naopak s rostoucí dobou t_2 je sice kondenzátor C déle dobíjen, ale pouze v tom případě, když velikost $U_{IN} + U_{ind}$ je větší než $U_{out} + U_F$, kde U_F je napětí na diodě v propustném směru, je-li vodivá. Uvedená podmínka nemusí být vždy splněna.

Tento obvod nemůže být navržen tak, aby výstupní napětí bylo menší než napětí vstupní.

Popis činnosti je dán pro dobu t_1 (sepnutý spínač S) vztahem:

$$U_{IN} \cdot t_1/L = dI_1,$$

a po dobu t_2 :

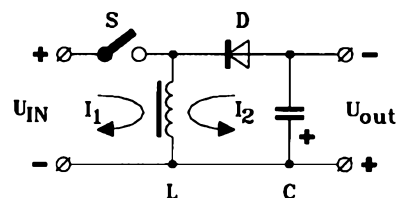
$$(U_{IN} - U_{out}) \cdot t_2/L = -dI_2.$$

Z toho vypočteme:

$$U_{out} = U_{IN}/(1 - s),$$

a protože je $s < 1$, pak u tohoto zapojení bude platit $U_{out} > U_{IN}$.

d) **Obvody, ve kterých je cívka zapojena do série se spínačem a cívka je uzemněna** (obr. 4).



Obr. 4. Principiální schéma měniče, který invertuje napětí

V době t_1 roste proud, tekoucí ze zdroje napětí U_{IN} přes spínač S a cívku L tak dlouho, jak dlouho je sepnut spínač S. V časovém intervalu po vypnutí spínače S má cívka snahu pokračovat ve směru a velikosti proudu I_1 proudem I_2 , který se bude uzavírat přes nabíjený kondenzátor C a diodu D. Tím na kondenzátoru C poroste napětí, ale v polaritě s kladným pólem dole a záporným pólem nahoře. Výstupní napětí U_{out} má tedy opačnou polaritu (vzhledem ke společné svorce) než napětí vstupní U_{IN} . Dioda D je polarizována tak, aby se během doby t_1 kondenzátor C nenabíjel na kladnou polaritu ze zdroje U_{IN} . Při prodlužování doby t_1 (sepnut S) sice roste velikost akumulované energie v magnetickém poli cívky, ale o to více se zmenšuje výstupní napětí vybíjením kondenzátoru C do zátěže (zátěž není na obr. 4 nakreslena).

Z principu činnosti tohoto obvodu vyplývá, že výstupní napětí U_{out} může být jak menší, tak i větší než napětí vstupní U_{IN} .

V časovém intervalu t_1 platí:

$$-U_{IN} \cdot t_1/L = dI_1,$$

a v časovém intervalu t_2 platí:

$$-(U_{out}) \cdot t_2/L = -dI_2.$$

Spojením obou rovnic získáme:

$$U_{out} = -U_{IN} \cdot d/(1 - s).$$

Indukčnost cívky se ve všech předcházejících případech určí z úvahy o přenášeném výkonu za dobu perody $T = t_1 + t_2$:

$$P = A/T = L \cdot I^2/(2 \cdot T) = L \cdot I^2 \cdot f/2,$$

kde f je frekvence spínače S. Současně výkon souvisí s velikostí výstupního napětí U_{out} a zatěžovacího odporu R_L :

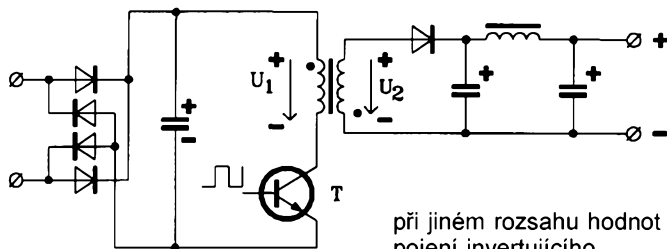
$$P = U_{out}^2/R_L.$$

Porovnáním obou vztahů dostaneme:

$$L = 2 \cdot U_{out}^2/(R_L \cdot I^2 \cdot f).$$

Základní zapojení spínaných zdrojů

Zapojení spínaných zdrojů se obvykle rozlišují podle způsobu přenosu energie z primárních obvodů do obvodů sekundárních:



Obr. 5. K popisu propustného zapojení

a) Propustné zapojení (v anglosaské literatuře označované jako FORWARD).

Toto zapojení je charakterizováno přímým přenosem energie přes transformátor, tj. teče-li proud primárním vinutím (v okamžiku sepnutí spínače), teče současně i sekundárním vinutím. Je to určeno vzájemnou polaritou primárního a sekundárního vinutí a polaritou výstupní diody (obr. 5).

U jednotlivých vinutí označuje tečka začátek vinutí. Buď jsou obě vinutí vinuta souhlasně a obě tečky jsou nahore (pak kladné polaritě vstupního napětí transformátoru odpovídá záporná polarita výstupního napětí), nebo je jedna z teček dole a druhá nahore a tím je označeno, že vinutí jsou vinuta opačně (a tedy kladnému napětí na vstupu odpovídá kladné napětí na výstupu).

Nicméně i propustné zapojení lze doplnit rekuperační diodou a rekuperačním vinutím (obr. 6), ale jejich použití není u tohoto zapojení nezbytné, pouze zlepšuje účinnost využitím té části energie, která zůstává po vypnutí tranzistoru akumulována v magnetickém poli primární cívky transformátoru.

V časovém intervalu t_1 platí:

$$U_{IN} \cdot t_1 / L_1 = dI_C,$$

a v časovém intervalu t_2 platí:

$$-(U_{out}) \cdot t_2 / (p \cdot L_1) = dI_C.$$

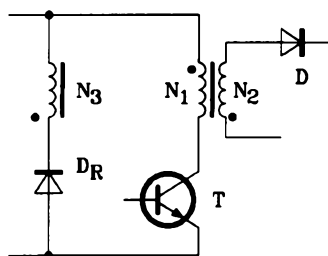
Porovnáním obou rovnic dostaneme:

$$U_{out} = U_{IN} \cdot p \cdot d / (1 - s).$$

Převodní poměr transformátoru je:

$$p = N_2 / N_1 = U_2 / U_1.$$

Výsledný vztah pro U_{out} ukazuje, že výstupní napětí může být jak větší, tak i menší než napětí vstupní, ale vlivem převodního poměru p transformátoru



Obr. 6. Zapojení rekuperačního vinutí

při jiném rozsahu hodnot d , než u zapojení invertujícího.

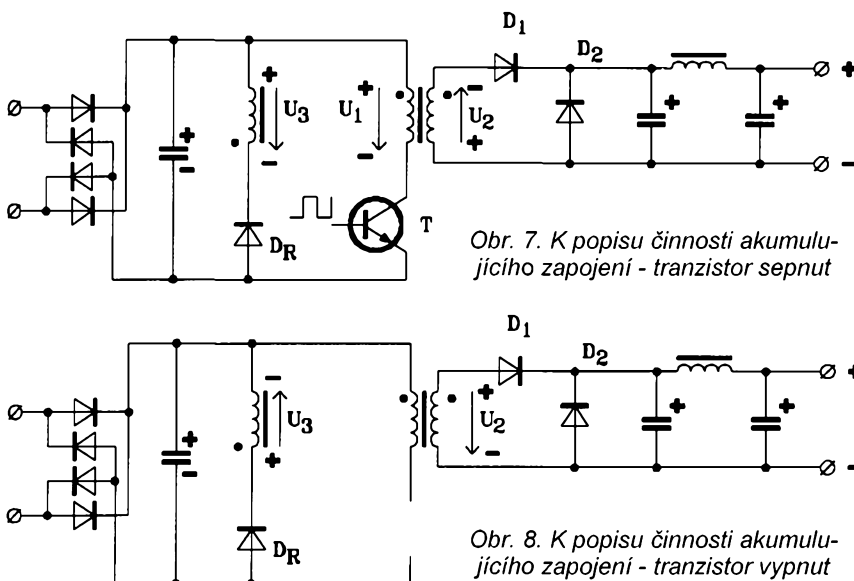
b) Akumulující zapojení (v anglosaské literatuře označované jako FLYBACK).

V tomto zapojení se používá transformátor se dvěma primárními vinutími. Teče-li v tomto zapojení proud tranzistorem T (obr. 7), sekundárním vinutím (díky polaritě výstupní diody D1) proud neteče. Veškerá energie je uložena v magnetickém poli transformátoru a teprve po ukončení průtoku proudu tranzistorem začíná protékat proud vinutím sekundárním. Primární vinutí, které je v sérii s tranzistorem T a na němž je napětí U_1 , je vinuto stejným směrem jako vinutí sekundární s napětím U_2 .

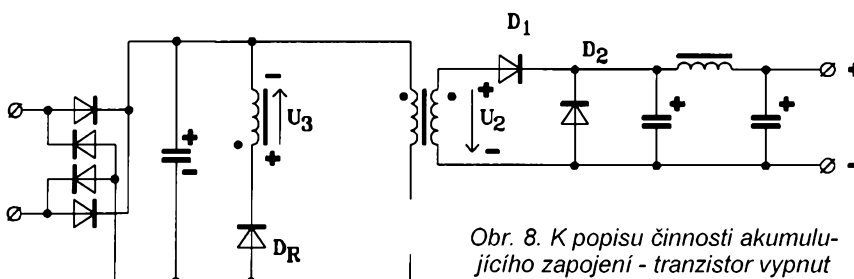
Po vypnutí tranzistoru T (obr. 8) se naindukuje na druhém primárním vinutí napětí U_3 v opačné polaritě, dioda D_R je propustná a druhým primárním vinutím protéká proud. Tímto proudem se v sekundárním vinutí indukuje napětí U_2 , které již má vhodnou polaritu na to, aby mohl usměrňovací diodou D_1 protékat výstupní proud. Dioda D_2 zabraňuje přebíjení výstupního kondenzátoru.

c) Dvojčinné zapojení (v anglosaské literatuře označované jako PUSH-PULL).

V tomto zapojení je do primárního vinutí spínán proud obou polarit dvěma spínacími součástkami, které pracují v inverzním zapojení. Obvykle i výstupní usměrňovače jsou dvoucestné, takže se vlastně jedná o dvojčinnou verzi propustného zapojení. V dnešní době využívá naprostá většina spínaných zdrojů tohoto principu, který je modifikován způsobem buzení primárního vinutí oběma spínači.



Obr. 7. K popisu činnosti akumulujícího zapojení - tranzistor sepnut



Obr. 8. K popisu činnosti akumulujícího zapojení - tranzistor vypnut

Propustné zapojení

Principiální schéma propustného zapojení je na obr. 5. Toto zapojení se užívá se pro rozsah výkonů přibližně 20 až 50 W a jeho účinnost bývá okolo 80 %.

Doporučuje se, aby střída spínání nepřesáhla 40 % (střída s je poměr $s = t_1 / T$ = poměr doby sepnutí spínače ku době periody spínání; střída se vyjadřuje buď jako číslo v intervalu od 0 do 1 nebo v %), aby bylo možno dosáhnout uvedené účinnosti.

Pracovní kmitočet těchto spínaných zdrojů bývá podle kvality tranzistoru, diod a transformátoru v rozmezí od 50 do 500 kHz.

Tranzistor T je nutno dimenzovat minimálně na proud:

$$I_{Cmax} > 2 \cdot P_{vyst} / (\eta \cdot s \cdot U_{INmin} \cdot \sqrt{2}),$$

a na napětí:

$$U_{CEmax} > 2 \cdot U_{INmax} \cdot \sqrt{2},$$

kde U_{IN} je vstupní stejnosměrné napětí, P_{vyst} je odebíraný výstupní výkon, s je střída t_1 / T a η je účinnost spínaného zdroje (0,8).

Tento typ obvodu je obvykle nejlevnější, avšak užívá se pouze pro malé výstupní výkony. Pro síťové vstupní napětí 220 V je nutno dostatečně dimenzovat spínací tranzistor napětově, protože při efektivním napětí 220 V je maximální napětí $U_{INmax} = 310$ V a tranzistor je namáhán dvojnásobkem tohoto maximálního napětí, tj. napětím 620 V. Protože síťové napětí může kolísat až o ± 20 %, je nutno reálný tranzistor dimenzovat na napětí okolo $U_{CEmax} = 1$ kV. Přitom spínací (t_{on}) a vypínací (t_{off}) doby tranzistoru by měly být zanedbatelné oproti periodě T spínacího kmitočtu f_{opak} :

$$t_{on} = t_{off} \ll T = t_1 + t_2 = 1 / f_{opak}.$$

Při požadovaném spínacím kmitočtu asi 100 kHz je perioda T rovna 10 μ s a zapínací a vypínací doby by měly být alespoň o dva řády menší, tj.

pod 100 ns. Obdobné parametry musí platit i pro všechny diody.

U tohoto typu spínaného zdroje je podstatný režim činnosti, ve kterém se zdroj nachází. Pokud zatěžovací proud klesá pod jistou hranici, pak se zmenšuje úhel otevření tranzistoru a při malé indukčnosti primární cívky transformátoru narůstá amplituda proudu. Je-li zatěžovací proud větší než tato hranice, teče proud tranzistorem po celou dobu jeho otevření a výrazně klesá špičkové proudové namáhání tranzistoru. Uvedená vlastnost je jednou z nejvíce omezujících v daném zapojení.

Propustné zapojení lze doplnit třetím vinutím s rekuperační (zpětnou, záchytnou, spínací) diodou D_R (viz obr. 6), které však pro toto zapojení není nezbytné (pouze zmenšuje ztráty).

Akumulační zapojení

Toto zapojení vychází z takové polarizace výstupní usměrňovací diody a vzájemné polarizace primárního a sekundárního vinutí transformátoru, kdy při průchodu proudu vinutím primárním nemůže protékat proud vinutím sekundárním. Užití rekuperační diody s pomocným třetím vinutím je tedy nezbytné. Přes nevýhodu dalšího vinutí a diody se toto zapojení užívá z důvodu absence problémů se stejnosměrným sycením jádra transformátoru. Střída spínání však může být maximálně 50 % ($t_1 \leq t_2$).

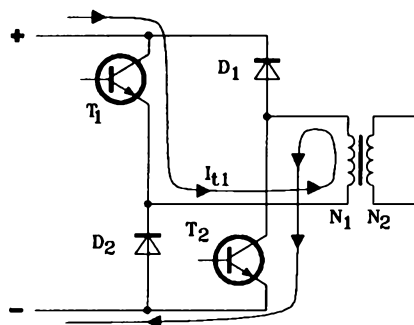
Je-li sepnut tranzistor T na obr. 7, začne lineárně narůstat proud, tekoucí vinutím 1 a na tomto vinutí je napětí U_1 v naznačené polaritě, tj. kladné (šipka směřuje dolů). Protože sekundární vinutí je svým smyslem vinutí polarizováno shodně s vinutím primárním, je indukované napětí inverzní a jeho polaritu nemůže dioda D_1 usměrnit - neteče tedy diodou D_1 proud. Současně je indukováno napětí v kladné polaritě i na vinutí 3 o velikosti U_3 . I toto napětí nemůže vyvolat průchod proudu vlivem polarizace diody D_R .

Teprve když je vypnut tranzistor T (obráz. 8), indukuje pokles proudu vinutím 1 napětí do vinutí jak 2, tak i 3, a to navzájem v opačné polaritě. Napětí U_3 je v tomto okamžiku záporné a dioda D_R je vodivá. Dioda D_2 umožňuje průtok výstupního proudu z tlumivky do zátěže během doby t_1 , tj. v době sepnutého tranzistoru T, kdy diodou D_1 proud neteče.

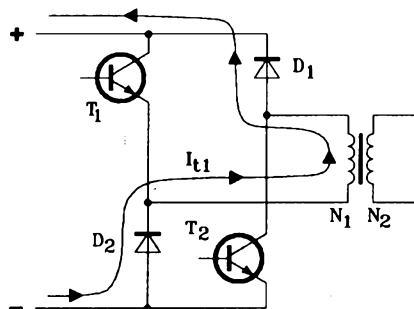
Kombinované zapojení

Nutnost rekuperačního vinutí komplikuje realizaci transformátoru a tak je vhodnější zkombinovat dva tranzistory a dvě rekuperační diody podle obr. 9.

Když sepnou oba tranzistory současně, pak protéká proud z kladné



Obr. 9. Průtok proudu v kombinovaném zapojení - sepnuté tranzistory po dobu t_1



Obr. 10. Průtok proudu v kombinovaném zapojení - vypnuté tranzistory po dobu t_2

stejnosměrné svorky přes tranzistor T_1 , primární vinutí transformátoru a druhý tranzistor T_2 . Po současném vypnutí obou tranzistorů má proud primární cívky snahu pokračovat ve stejné velikosti a stejném směru. Protéká tedy z horní svorky primárního vinutí transformátoru přes diodu D_1 , zdroj a diodu D_2 na spodní svorku primárního vinutí transformátoru - viz obr. 10.

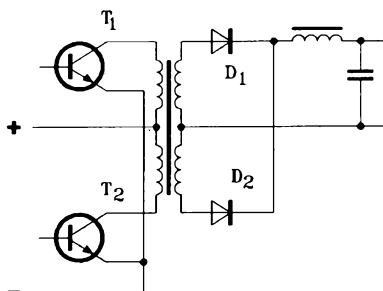
Polarita zapojení výstupní usměrňovací diody pak udává, zda se jedná o zapojení propustné, nebo akumulující.

Dvočinné zapojení

Nejdůležitější částí zapojení je symetrické primární vinutí transformátoru (obráz. 11), kde každá polovina je buzena samostatným tranzistorem.

Výhodou je nepřítomnost stejnosměrné složky sycení jádra transformátoru a dále není nutno užívat rekuperační vinutí a rekuperační diody.

S výhodou se na sekundární straně užívá dvoucestné zapojení usměr-



Obr. 11. Princip dvočinného zapojení

ňovače. Potom výkon je přenášen přímo v každé půlperiodě jednou z diod akumulované druhou. Účinnost takového zapojení je velmi vysoká a pohybuje se nad 80 %.

U tohoto zapojení již nelze jednoduše definovat šířku regulace pomocí střidy (tj. poměru dob t_1/T). Pro tuto definici je třeba si uvědomit tvar spínaných proudů obou tranzistorů - viz obr. 12. Doba periody T je opět (s výhodou) konstantní, $T = 1/f$. Skládá se však ze dvou symetrických časových okamžiků t_A a t_B , pro které platí:

$$t_A = t_B = T/2.$$

Až u doby t_A , resp. doby t_B , můžeme mluvit o úhlu sepnutí tranzistoru, případně o střídě sepnutí. Tranzistor bývá spínán obvykle okolo středu doby t_A , tj. okolo čtvrtiny doby T . Doba sepnutí tranzistoru T_1 opět v souladu s předcházejícím označujeme t_1 . Doba, po kterou je tranzistor T_1 vypnut (kromě doby t_B u tranzistoru T_1) se skládá ze dvou částí, symetricky okolo doby t_1 , tedy z doby t_{2a} před dobou t_1 a z doby t_{2b} po době t_1 . V součtu tedy platí:

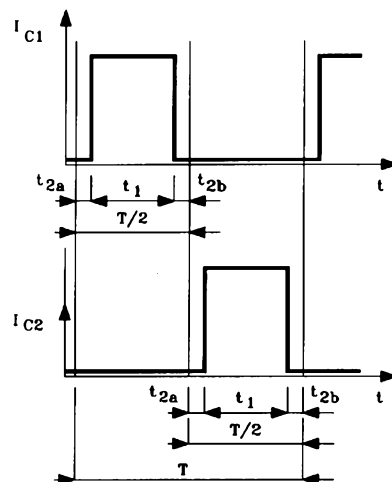
$$t_1 + t_{2a} + t_{2b} = T/2.$$

Stejně to platí i pro tranzistor T_2 . Střída sepnutí, definovaná shodně s předcházejícím, je tedy dána vztahem:

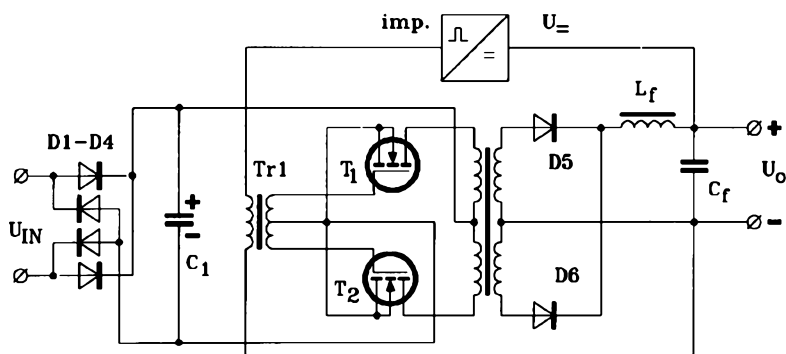
$$s = t_1 / (t_{2a} + t_{2b}).$$

Střída může být u dvočinného zapojení až okolo 80 %, tj. je vhodné kvůli toleranci součástek a buzení ponechat doby t_{2a} a t_{2b} jenom asi okolo 10 % z doby $T/2$ jako bezpečnostní interval, který zamezuje současnému sepnutí obou tranzistorů. Souvisí to samozřejmě i s vypínací dobou tranzistorů.

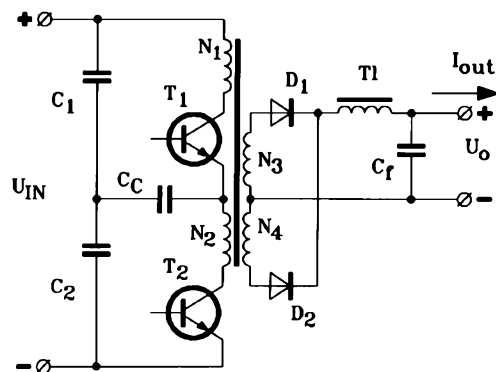
Popisovaná skutečnost je graficky znázorněna na obr. 12. Horní graf platí pro tranzistor T_1 z obr. 11, kdy při průtoku proudu I_{C1} je tranzistor sepnut a naopak ve vypnutém stavu (po dobu t_{2a} , t_{2b} a celou půlperiodu t_B) tranzisto-



Obr. 12. Průběhy kolektorových proudů tranzistorů T_1 a T_2 v dvočinném zapojení



Obr. 13. Podrobnější schéma dvočinného zapojení (PUSH-PULL) impulzního zdroje



Obr. 14. Dvočinný koncový stupeň jako dvoucestný polomost

rem teče pouze zbytkový proud I_{CE0} . Spodní graf platí pro tranzistor T_2 a jeho časové poměry jsou shodné, pouze posunuté v čase o dobu $T/2$.

Podrobnější schéma dvočinného zapojení (PUSH-PULL) je na obr. 13.

Z výstupního napětí, vyfiltrovaného členem L_f , C_f , se odebrá informace o velikosti tohoto napětí a přivádí se do převodníku napětí/impulzy.

Těmito impulzy je buzen transformátor $Tr1$, který je dvěma symetrickými sekundárními vinutími rozděluje pro oba tranzistory tak, aby otvíraly podle obr. 12.

Výstupní impulzy z převodníku do primárního vinutí transformátoru $Tr1$ jsou obdobného tvaru, jako jsou průběhy na obr. 12 s tím, že pro jeden tranzistor jsou kladné (tedy shodné jako na obrázku) a pro druhý tranzistor jsou záporné (invertovaný druhý průběh).

Jsou-li oba tranzistory typu NMOS s indukovaným kanálem, pak kladným impulzem mezi řídicí elektrodou a substrátem (emitem) se kanál vytváří a záporným napětím u druhého tranzistoru nevzniká.

Maximální velikost proudu tranzistorem pro předpokládanou účinnost 80 % a maximální střidu 0,8 je dána vztahem:

$$I_{Cmax} = P_{vyst} / (n \cdot S \cdot U_{IN} \cdot \sqrt{2}) = \\ = P_{vyst} / (0,8 \cdot 0,8 \cdot U_{IN} \cdot \sqrt{2}) = \\ = 1,1 \cdot P_{vyst} / U_{IN}.$$

Maximální závěrné napětí, kterým je namáhán tranzistor je:

$$U_{DSRmax} = 2 \cdot (\sqrt{2}) \cdot U_{INmax}.$$

Polomost

Zapojení mostů je celá řada podle uspořádání jednotlivých prvků v mostu.

Nejčastěji užívané jsou tzv. polomosty, kde polovina mostu je tvořena dvěma spínacími tranzistory a druhá polovina dvěma kondenzátory. I toto uspořádání má několik variant, z nichž nejstarší je odvozena z dvoucestného uspořádání podle předcházející kapitoly.

V zapojení na obr. 14 má každý tranzistor vlastní primární vinutí trans-

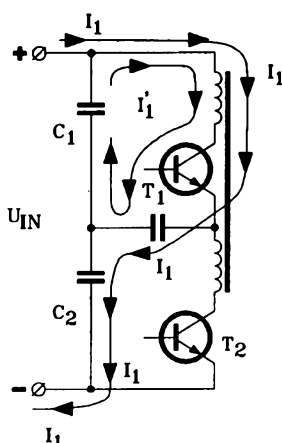
formátoru a v diagonále mostu je bipolární elektrolytický kondenzátor s velkou kapacitou C_C .

Výhoda polomostů je obecně v tom, že část impulzního proudu, který by jinak musel pokrývat zdroj stejnosměrného napětí U_{IN} , je kryta pomocí nabíjecích a vybíjecích proudů kondenzátorů C_1 a C_2 . Oba tranzistory jsou buzeny v protifázi opět se střídou maximálně do 80 %, jako u zapojení předcházejícího.

Na obr. 15 předpokládáme, že se pne horní tranzistor T_1 a kondenzátor C_1 je nabitý (a kondenzátor C_2 je téměř vybitý - proč, to vyplývá z dalšího popisu). Proud sepnutým tranzistorem T_1 tedy protéká od kladné svorky zdroje U_{IN} přes primární vinutí N_1 transformátoru, přes tranzistor T_1 a přes kondenzátory C_C a C_2 do záporné svorky zdroje U_{IN} .

Kdyby byl zdroj U_{IN} ideální, pak by byl tento proud dodáván pouze ze zdroje U_{IN} . Ve skutečnosti ideální zdroj není možno ekonomicky zabezpečit a napětí U_{IN} vstupního stejnosměrného zdroje se při zvětšování zatěžovacího proudu I_1 zmenšuje. Z toho důvodu je dodáván proud také z kondenzátoru C_1 , který se vybíjí tak, aby se také jeho napětí zmenšovalo v soulase se zmenšováním U_{IN} .

Vybíjením kondenzátoru C_1 je zajištěna dostatečná velikost proudu tranzistorem T_1 při minimálním poklesu napětí U_{IN} . Současně však tento

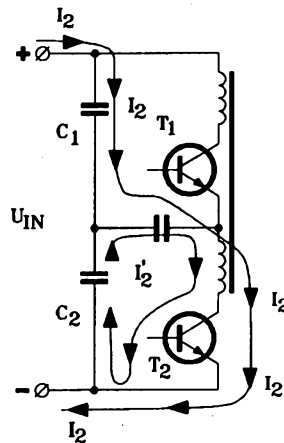


Obr. 15. Průchod proudů obvodem, sepnut tranzistor T_1

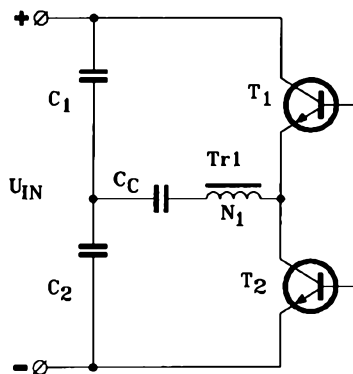
proud nabíjí kondenzátor C_2 , jehož napětí roste. Potenciál spojnice obou kondenzátorů C_1 a C_2 roste také a kondenzátor C_1 dodává další proud I_1 . Náboj kondenzátoru C_1 se tedy přenáší do kondenzátoru C_2 . Na konci doby sepnutí tranzistoru T_1 je kondenzátor C_2 plně nabit a kondenzátor C_1 téměř vybit.

Podobný proces se nyní odehrává při sepnutí tranzistoru T_2 - viz obr. 16. Proud I_2 protéká ze zdroje U_{IN} přes C_1 (který se nabíjí) a přes tranzistor T_2 zpět do zdroje U_{IN} . Tento proud je opět zvětšován vybíjecím proudem I_2' z kondenzátoru C_2 , jehož napětí klesá (a klesá i potenciál spojnice obou kondenzátorů). Na konci doby sepnutí tranzistoru T_2 je tedy kondenzátor C_2 téměř vybit a kondenzátor C_1 nabit na maximum. Kapacita kondenzátoru C_C musí být poměrně velká, aby jeho přebíjením z jedné polarit na druhou nastávaly nadměrné ztráty. Navíc na kondenzátoru C_C se vyskytuje napětí obou polarit, takže nelze užít běžný elektrolytický kondenzátor.

Tento princip činnosti má ještě jeden příznivý vliv, a to na regulační schopnosti obvodu. Představme si, že se zvětší odebraný výstupní výkon (zvětší se proud I_{out}). Potom je třeba, aby regulační smyčka dodávala více energie do transformátoru. To se uskuteční zvětšením úhlu otevření obou tranzistorů - v důsledku čehož se kondenzátory C_1 a C_2 vybíjejí déle.

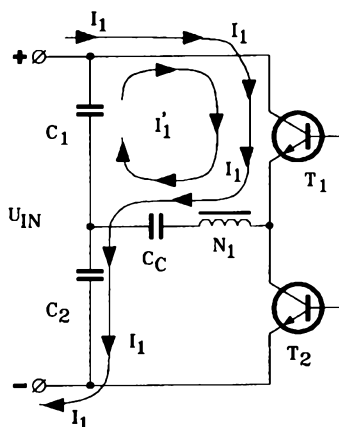


Obr. 16. Průchod proudů obvodem, sepnut tranzistor T_2

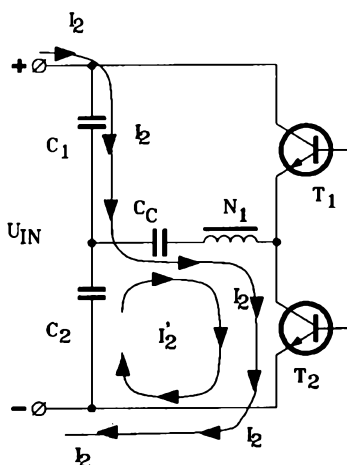


Lze pozorovat i to, že zatížením sekundárního vinutí se zmenšuje i přetřansformovaný odpor vinutí primárního a při sepnutí některého z tranzistorů se kondenzátor C_1 nebo C_2 vybíjí do menšího odporu, a tedy rychleji. Tento jev napomáhá regulaci na konstantní výstupní výkon.

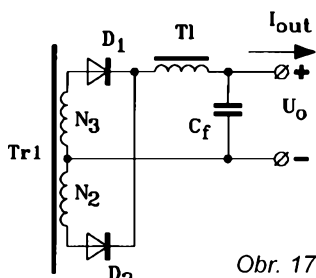
Potřeba dvou primárních vinutí transformátoru je nepříjemná a lze se jí zbavit modifikací předcházejícího zapojení, kdy pouze jediné primární vinutí (N_1) transformátoru $Tr1$ zapojíme do úhlopříčky mostu spolu s kondenzátorem C_c . Zapojení polomostu s jedním primárním vinutím je na obr. 17.



Obr. 18. Průchod proudů polomostem s jedním primárním vinutím - sepnut tranzistor T_1



Obr. 19. Průchod proudů polomostem s jedním primárním vinutím - sepnut tranzistor T_2



Obr. 17. Zapojení polomostu s jedním primárním vinutím

Primární vinutí je potom při střídavém spínání tranzistorů T_1 (viz obr. 18) a T_2 (viz obr. 19) protékáno proudem I_1 zleva doprava a proudem I_2 zprava doleva.

Opět zde jsou využívány kondenzátory C_1 a C_2 se stejnou funkcí jako v zapojení předcházejícím.

Je patrné, že se střída nemůže pohybovat až do 100 %, protože by vzhledem k tolerancím součástek mohla nastat situace, kdy by po jistou dobu byly současně sepnuty oba tranzistory T_1 i T_2 a zkratovaly by zdroj. Byla by jen otázka dimenzování jednotlivých součástek, zda by shořely dříve tranzistory nebo napájecí zdroj s napětím U_{IN} .

Úplné zapojení spínaného zdroje s polomostem z tranzistorů NMOS je na obr. 20.

Napájecí vstupní napětí je usměrněno můstkovým usměrňovačem s děleným nabíjecím kondenzátorem. Tyto dva nabíjecí kondenzátory C_1 a C_2 tvo-

ří současně levou větev mostu. Pravou větev mostu tvoří dva spínací tranzistory NMOS a v úhlopříčce mostu je zapojeno primární vinutí transformátoru Tr_1 .

Z výstupního napětí je napájen převodník napětí/impulzy, který budi pomocný impulzní transformátor Tr_2 . Na sekundární straně Tr_2 jsou dvě opačně polarizovaná vinutí, která jsou zapojena mezi řídicí elektrody a emitory obou tranzistorů.

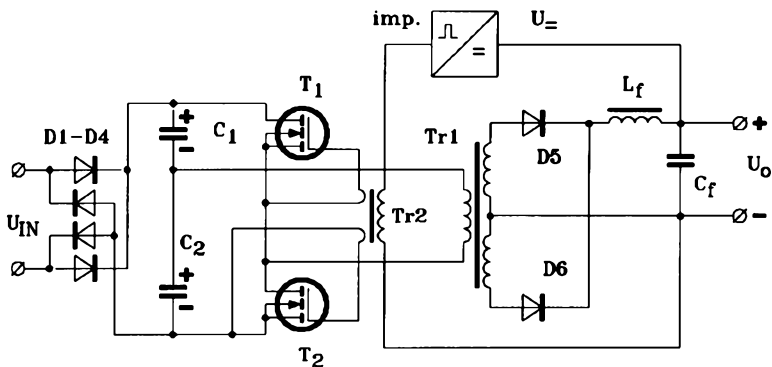
Při kladném impulzu na primárním vinutí Tr_2 se indukuje kladný impulz na horním sekundárním vinutí a tranzistor T_1 sepne. Naopak na spodním, opačně polarizovaném vinutí, se indukuje záporný impulz, který indukovaný kanál v tranzistoru T_2 nevytváří a T_2 zůstává vypnut.

V časovém intervalu záporné půlperiody vstupního napětí pomocného transformátoru Tr_2 se indukují obě napětí s opačnou polaritou a tranzistor T_1 zůstává vypnut a tranzistor T_2 spíná. Vliv kondenzátorů C_1 a C_2 zůstává shodný jako u zapojení předcházejících.

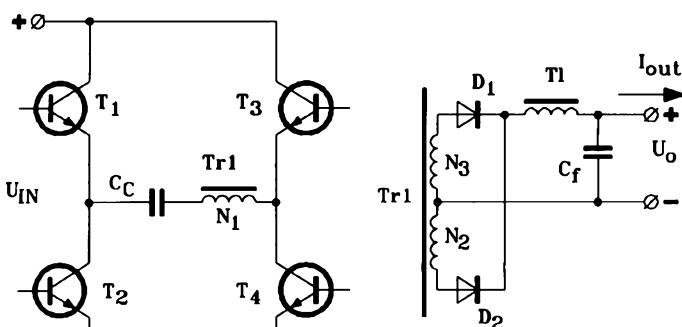
Plný most

Zapojení na obr. 21, které je označováno jako plný most, se skládá ze čtyř shodných tranzistorů, které jsou zapojeny po jednom v každé větvi mostu.

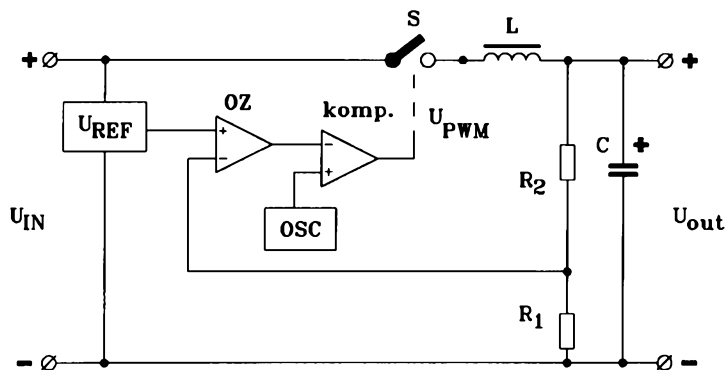
Plný most se používá pro větší výkony do 1 kW, kdy proudy z kondenzátorů polomostu již nestačí a je nutno odebrat plný výkon ze skutečně tvrdého zdroje.



Obr. 20. Úplné zapojení polomostu s jedním primárním vinutím



Obr. 21. Plný most



Obr. 22. Blokové schéma zdroje s pulzně-šířkovou modulací

Pulzně šířková modulace

Způsob řízení spínaného zdroje PWM (= Pulse Width Modulation = pulzně šířková modulace) vychází z porovnávání chybového napětí, odvozeného z napětí výstupního, s napětím vnitřního oscilátoru, který obvykle generuje výstupní napětí s pilovitým průběhem (obr. 22).

Ze vstupního napětí je nejprve odvozeno referenční napětí U_{REF} , které se přivádí na neinvertující vstup zesilovače chybového napětí OZ. Na invertující vstup téhož zesilovače OZ je přivedeno vydělené výstupní napětí U_{OUT} (nelze přivést plně výstupní napětí, protože vždy platí $U_{REF} < U_{OUT}$).

Operační zesilovač OZ zesiluje odchylku takto vydělené části výstupního napětí od napětí referenčního a na výstupu OZ je analogový chybový signál U_{ERR} . Tento signál pak porovnáváme komparátorem s napětím U_{OSC} , které má pilovitý průběh. Napětí U_{OSC} je vnitřně vyráběno generátorem, který je označen jako OSC. Výsledkem tohoto porovnávání je signál U_{PWM} , kterým je ovládán spínač S (obr. 23).

Výstup komparátoru se překlápí tak, že je-li napětí s pilovitým průběhem větší než napětí chybové, dává komparátor povel pro sepnutí spínače S, tj. signál U_{PWM} má vysokou úroveň (úroveň H). Úroveň H trvá tak dlouho, než se přes sepnutý spínač S a cívku L zvětší výstupní napětí U_{OUT} natolik, že se napětí na odbočce děliče R_2, R_1 zvětší nad velikost napětí U_{REF} .

Komparátor pak překlápí zpět do nízké úrovně (úroveň L) a spínač S vypíná.

Popisovaným způsobem zdroj průběžně reaguje na okamžitý stav napětí na výstupu a kondenzátor C je dobíjen právě na požadovanou velikost napětí U_{OUT} . Výhoda proporcionálního

dobíjení kondenzátoru C podle okamžitého poklesu napětí na něm je však spojena s částečnou nevýhodou, kterou je tvar signálu U_{PWM} .

Signál U_{PWM} má nejen proměnný kmitočet, ale i střidu, takže následná filtrace členem LC je různě účinná a na výstupu se mohou objevovat zvlnění, jejichž hodnoty nelze předem odhadnout - závisí na kolísání zátěže.

Zdroje jen snižující kladné napětí (POSITIVE BUCK)

Zdroje, řízené poklesem výstupního napětí, se používají k přeměně většího vstupního napětí na menší napětí výstupní.

Protože polarita vstupního a výstupního napětí musí být shodná (vzhledem ke společné zemní svorce pro vstup i výstup), vyrábějí se dva druhy takových zdrojů - pro kladná vstupní napětí a pro záporná vstupní napětí.

Oba druhy zdrojů jsou svými zrcadlovými obrazy a pracují identicky. Z tohoto důvodu jsou popisovány jako jeden druh. Pro zjednodušení také většinou předpokládáme kladné vstupní napětí.

Klíčovou charakteristikou zdroje, který snižuje výstupní napětí oproti napětí vstupnímu, je filtrace zvlnění cívky. Tato cívka zmenšuje zvlnění výstupního napětí a zmenšuje i amplitudy vyšších harmonických. Proto je

zdroj pouze slabým zdrojem rušení jak do výstupu, tak i kapacitními vazbami. Proudový impuls cívku a proudovou diodu není výrazně větší než vstupní proud a rovněž maximální napětí na diodě a na spínači je jen mírně větší než vstupní napětí.

Uvedené poznámky je možné aplikovat rovněž na negativní poklesový zdroj záměnou polarit vstupního a výstupního napětí.

Principiální schéma zdroje, snižujícího kladné napětí, které je doplněno o prvky náhradního schématu reálných součástek, je na obr. 24.

Spínač S spiná se střídou a kmitočtem, které určuje oscilátor v integrovaném obvodu. Pokud spínač sepne, napětí U_{SW} se zvětší až na velikost vstupního napětí. Zatímco je spínač sepnutý, prochází proud ze vstupu přes spínač do cívky L, která akumuluje energii ve svém magnetickém poli. Během doby, ve které je spínač sepnut, roste proud v cívce lineárně. Změnou proudu v cívce je přímo určeno indukované napětí (změna proudu je určena indukčností cívky a délkou doby sepnutí spínače).

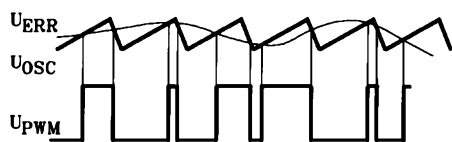
Když je spínač sepnut, prochází proud cívku a napětí U_{SW} uzavírá diodu D. Po vypnutí spínače S pokračuje proud z cívky L do zátěže a zpět přes diodu D. Uzel s napětím U_{SW} se tak uzemní přes diodu D a proud cívku začíná rychle klesat. Strmost tohoto poklesu je funkcí indukčnosti cívky a napětí na cívce.

Cykly spínání a vypínání spínače se neustále periodicky opakuje.

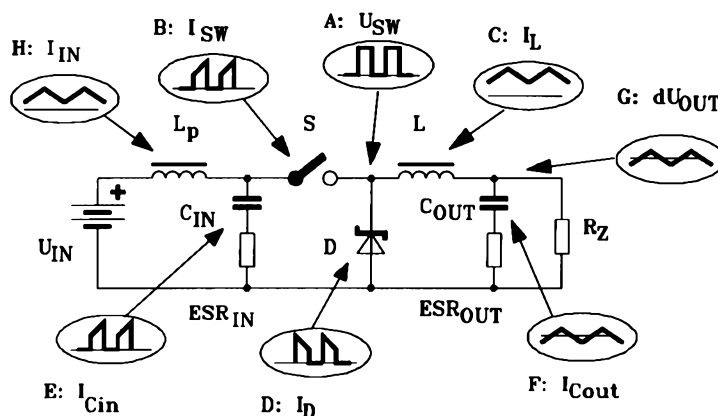
Filtrací kondenzátory musí mít malou impedanci pro střídavé složky usměrněného proudu. Časový průběh proudu vstupním kondenzátorem je shodný s proudem spínače S, ale bez stejnosměrné složky proudu.

Efektivní hodnota (RMS) složky zvlnění vstupního proudu je přibližně rovna jedné polovině stejnosměrné složky výstupního proudu. Složku zvlnění vstupního proudu absorbuje vstupní filtrační kondenzátor C_{IN} . Proto musí být kondenzátor C_{IN} zapojen v těsné blízkosti integrovaného obvodu spínacího regulátoru.

Zvlnění vstupního proudu může na odporu a indukčnosti vodivých cest

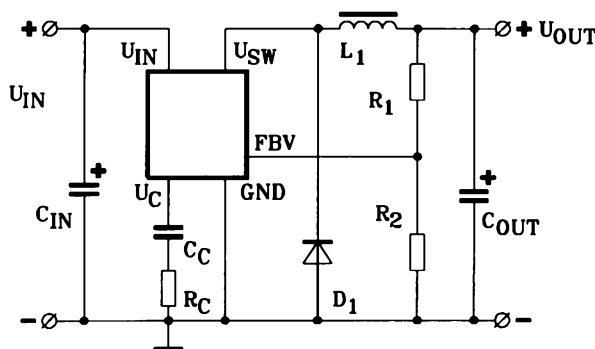


Obr. 23. Časové průběhy napětí ve zdroji s pulzně-šířkovou modulací



Obr. 24. Principiální schéma zdroje, snižujícího kladné napětí

Obr. 25.
Zdroj,
snižující
kladné
napětí



(plošných spojů) způsobit velké zvlnění napětí, které může být příčinou nepravdivých funkčních poruch.

Průběh proudu výstupním filtračním kondenzátorem C_{OUT} je shodný s průběhem proudu, procházejícího cívkou L (až na stejnosměrnou složku). Efektivní hodnota složky zvlnění tohoto proudu je malá, a to umožňuje použít výstupní kondenzátor s menší kapacitou než má vstupní kondenzátor.

Pulzní proudy ve spínacích regulačních obvodech vyžadují odpovídající pozornost. Velké impulzní proudy, které protékají přes kondenzátory, způsobují vnitřní zahřívání kondenzátorů. Vodivá propojení vstupního kondenzátoru C_{IN} , spínače S a diody D jsou namáhána indukovanými jehlovými impulzy, které mohou způsobit nepravdivé závady nebo i napěťovou destrukci obvodu.

Na obr. 25. je úplné schéma zdroje, snižujícího kladné napětí. Výstupní napětí je dáno vztahem:

$$U_{OUT} = U_{FBV} \cdot (1 + R_1/R_2) \quad [V, \Omega],$$

kde U_{FBV} je referenční napětí, potřebné na svorce FBV. Pro určitý integrovaný obvod regulátoru je např. $U_{FBV} = 2,21 V$.

Výklad je zde zaměřen především na spojitý provoz, který je preferován, protože umožňuje odevzdávat integrovanému obvodu regulátoru maximální výstupní výkon.

Při malém zatížovacím proudu většina spínaných zdrojů začne regulovat nespojitě. Všechny spínané zdroje pracují stejně dobře ve spojitém i nespojitém režimu, takže pro minimální zatížovací proud nejsou stanovena žádná omezení. Podle velikosti zatížovací proudu se zdroje automaticky přepínají z jednoho režimu do druhého a mění se pouze tvar průběhu zvlnění.

Pro zdroj, pracující jak ve spojitém (kontinuálním), tak nespojitém (diskontinuálním) režimu, platí následující vztahy.

Střída spínání s spínače S je dána vztahem:

$$s = t_1/T = t_1 \cdot f_{osc} = U_{OUT}/U_{IN}.$$

Maximální hodnota proudu cívkou je:

$$I_{SWmax} = I_{Lpk} = I_{OUT} + dI/2.$$

Efektivní hodnotu střídavého proudu I_{Cin} , tekoucího vstupním kondenzá-

torem C_{IN} , lze obvykle odhadnout na $I_{Cin} = I_{OUT}/2$.

Efektivní hodnota proudu I_{Cout} , tekoucího výstupním kondenzátorem C_{OUT} , je $I_{Cout} = dI/\sqrt{2}$.

Zvlnění výstupního napětí při zanedbání X_{Cout} je:

$$dU_{OUT} = U_{OUT-P} = dI_{OUT} \cdot ESR_{Cout}.$$

Vstupní proud z napájecího zdroje o napětí U_{IN} je:

$$I_{IN} = I_{OUT} \cdot U_{OUT}/U_{IN}.$$

U zdroje, který pracuje v nespojitém režimu, lze určit kmitočet f_z oscilací napětí U_{SW} jako:

$$f_z = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot (C_{SW} + C_D)}),$$

kde C_{SW} je kapacita spínače a C_D je kapacita diody D_1 .

Strmost dI_L/dt nárůstu proudu I_L určíme ze vztahu:

$$dI_L/dt = s \cdot (U_{IN} - U_{OUT})/(L \cdot f_{osc}).$$

Strmost poklesu proudu I_D je:

$$dI_D/dt = U_{OUT}/L.$$

Zdroje, snižující záporné napětí (NEGATIVE BUCK)

Na obr. 26 je znázorněn zdroj záporného napětí (vzhledem ke společné kladné svorce vstupního a výstupního napětí), který umožňuje převést větší záporné vstupní napětí U_{IN} na menší záporné napětí výstupní U_{OUT} .

Úplné schéma zdroje, snižujícího záporné napětí, je na obr. 27.

Invertující zdroje, snižující i zvyšující napětí (BUCK - BOOST)

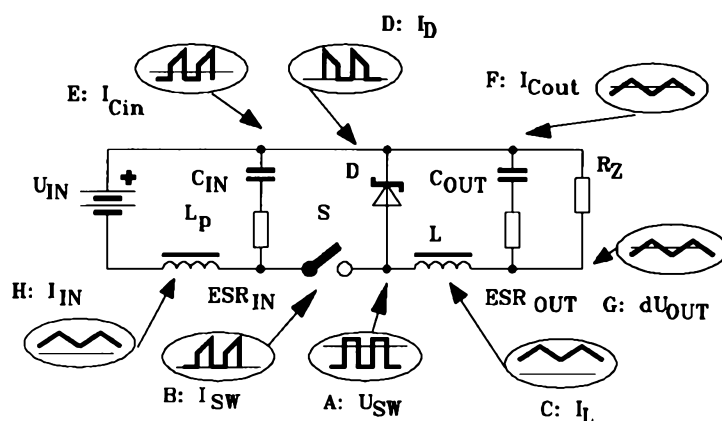
Tyto zdroje se používají pro změnu polarity výstupního napětí, protože generují výstupní napětí s opačnou polaritou, než je polarita vstupního napětí.

Výstupní napětí může být buď větší nebo menší (co do absolutní velikosti) než napětí vstupní.

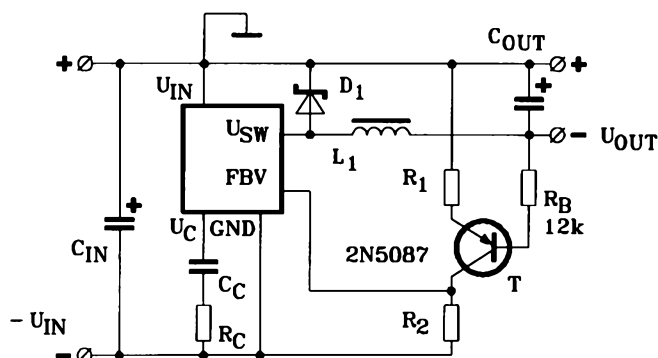
Častým použitím těchto zdrojů je konverze vstupního napětí +5 V na výstupní napětí -5 V. Dalším častým použitím je přeměna vstupního napětí -48 V na výstupní napětí +5 V v oblasti telekomunikací.

Výhodou architektury popisovaných invertujících zdrojů je to, že mění polaritu bez použití transformátoru.

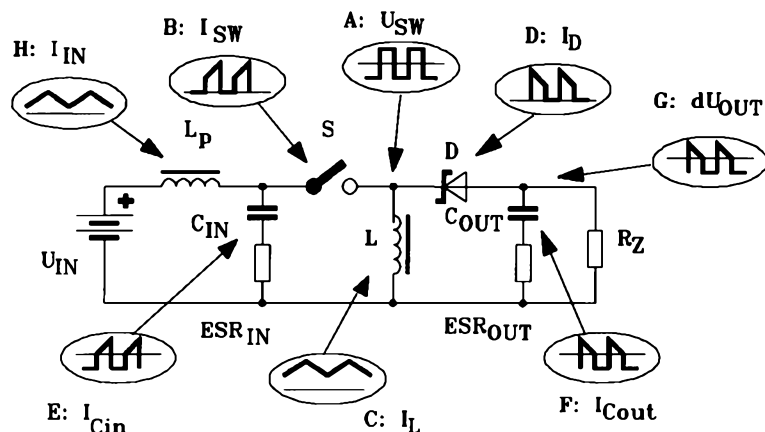
Transformátory se obvykle standardně nevyrábějí a musí se zhotovit na zakázku. Cívky jsou mnohem vý-



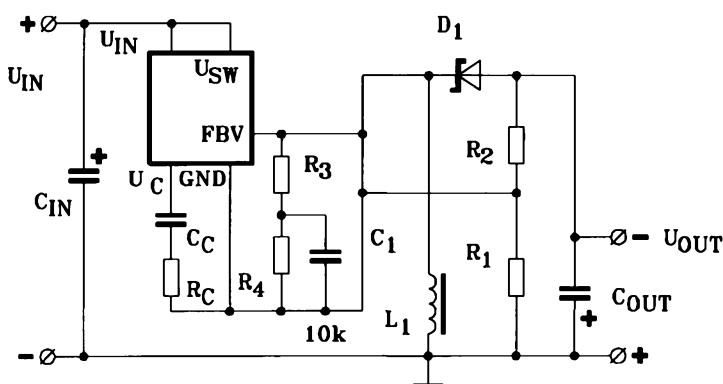
Obr. 26. Principiální schéma zdroje, snižujícího záporné napětí



Obr. 27.
Zdroj,
snižující
záporné
napětí



Obr. 28. Principiální schéma invertujícího zdroje typu pozitivní-negativní



Obr. 29. Invertující zdroj typu pozitivní-negativní

hodnější než transformátory v mnoha návrzích zdrojů, protože jsou snadno dostupné a jejich použití je ekonomické. Je-li však požadována izolace výstupu nebo větší počet výstupů než jeden, musí být transformátor použit.

Na obr. 28. je principiální schéma invertujícího zdroje typu pozitivní-negativní (převádí kladné vstupní napětí na záporné výstupní napětí). V okénkách jsou na obr. 28 nakresleny průběhy napětí a proudů v jednotlivých uzlech a smyčkách. Popišme si dále činnost zdroje.

Spínač S je řízen oscilátorem, který je obsažen v integrovaném obvodu zdroje, a periodicky spíná a vypíná.

Když je spínač sepnut, je uzel s napětím U_{SW} připojen ke vstupnímu napětí U_{IN} . V okénku A na obr. 28 je průběh napětí U_{SW} , v okénku B je průběh proud spínačem I_{SW} . Při sepnutém spínači S prochází proud přes spínač do cívky a proud I_L cívky (průběh v okénku C) lineárně vzrůstá. Velikost změny proud cívky (neboli zvlnění dI) je určena vstupním napětím, indukčností cívky a dobou sepnutí spínače. Pokud je spínač sepnut, nedodává cívka žádný proud do zátěže.

Po vypnutí spínače se proudem, procházejícím cívku, změní polarita napětí na cívkě (U_{SW} se stane záporné), otevře se dioda D (záchytná dioda) a proud teče z cívky do výstupního kondenzátoru C_{OUT} a do zátěže. Uzel s napětím U_{SW} je upnut diodou D k výstupnímu napětí na C_{OUT} . Při předává-

ni energie z cívky do zátěže proud cívky lineárně klesá. Strmost poklesu je funkcí indukčnosti cívky a velikosti výstupního napětí. Po určité době spínač opět sepnutí atd.

Vstupní filtrační kondenzátor C_{IN} zajišťuje malou impedanci pro střídavou složku vstupního proudů a proudů diodou. Průběh proudů kondenzátorem C_{IN} (až na stejnosměrnou složku) je stejný, jako proud spínačem. Efektivní hodnota (RMS) střídavého proudů vstupním kondenzátorem C_{IN} se může měnit z velikosti o něco menší, než je výstupní proud, až do několika násobku výstupního proudů. Závisí to na poměru výstupního a vstupního napětí. Vstupní filtrační kondenzátor je nezbytný pro řádnou činnost obvodu, protože vyhlazuje proud, který je

odebírán ze zdroje vstupního napětí U_{IN} . Kondenzátor C_{IN} musí být umístěn v těsné blízkosti integrovaného obvodu zdroje, protože impulzní napětí, vytvořené proudem na odporu a indukčnosti přívodů kondenzátoru, by mohlo způsobit nepravidelnou funkci integrovaného obvodu zdroje.

Průběh proudů výstupním filtračním kondenzátorem C_{OUT} je stejný, jako průběh proudů diodou, neobsahuje však stejnosměrnou složku. Efektivní hodnota (RMS) střídavého proudů kondenzátorem může být menší nebo i značně větší než stejnosměrné proudové zatížení zdroje, závisí to na velikosti vstupního napětí.

Pulzující proud ve spínací části regulátoru vyžaduje velkou pozornost. Velký střídavý proud filtračními kondenzátory způsobuje vzrůst jejich vnitřní teploty. Proudové vodiče mezi vstupním a výstupním kondenzátorem, spínačem a diodou musí být krátké, protože indukované špičky proudů mohou zapříčinit nepravidelnou činnost zdroje nebo (v nejhorším případě) i jeho destruktivní poruchu.

Uvažujme např., že při sepnutí proudů 3 A za dobu 30 ns je strmost nárůstu proudů 100 A/μs. Na parazitní indukčnosti L_p přívodu napájecího napětí se při sepnutí spínače indukuje parazitní napětí, které je úměrné strmosti nárůstu proudů a velikosti indukčnosti L_p . Indukčnost vodiče nebo plošného spoje je asi 0,02 μH na 2,5 cm jeho délky. Jednoduchým násobením dostaneme velikost parazitního napětí asi 2 V na 2,5 cm délky spoje. Spínač a dioda jsou přitom běžně schopny produkovat uvedenou strmost nárůstu proudů.

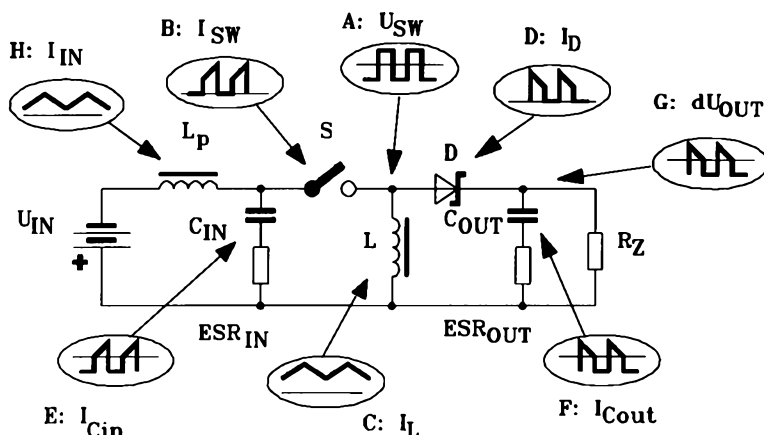
Úplné schéma invertujícího zdroje typu pozitivní-negativní je na obr. 29.

Výstupní napětí zdroje je dáno vztahem:

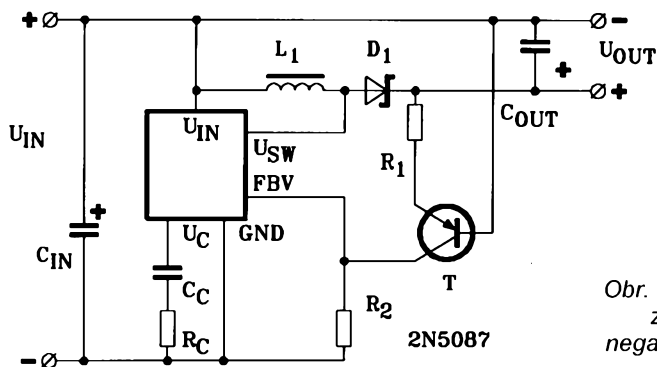
$$-U_{OUT} = -U_{REF} \cdot (1 + \{(R_3 + R_4) / I R_1\} / R_2),$$

kde referenční napětí $U_{REF} = 2,21$ V.

Na obr. 30. je principiální schéma invertujícího zdroje typu negativní-pozitivní (převádí záporné vstupní napětí na kladné výstupní napětí) s průběhy proudů a napětí.



Obr. 30. Principiální schéma invertujícího zdroje typu negativní-pozitivní



Obr. 31. Invertující zdroj typu negativní-pozitivní

Úplné schéma invertujícího zdroje typu pozitivní-negativní je na obr. 31. Výstupní napětí je dáno vztahem:

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

kde referenční napětí $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$ je připojeno na rezistoru R_2 , kdežto výstupní napětí U_{OUT} není jen na rezistoru R_1 , ale také na přechodu B-E tranzistoru T.

Zdroj, pouze zvyšující kladné napětí (BOOST)

Tyto zdroje se používají ke zvyšování menšího vstupního napětí na větší napětí výstupní. Mohou zvyšovat buď kladné nebo záporné vstupní napětí, ale polarita vstupního a výstupního napětí musí zůstat stejná.

Oblíbenou aplikací je zvyšování napájecího napětí +5 V logiky TTL na +12 V nebo +15 V. Největší výhodou těchto zdrojů je, že mohou zvyšovat vstupní napětí bez použití transformátoru až 10x. Cívky jsou ekonomicky

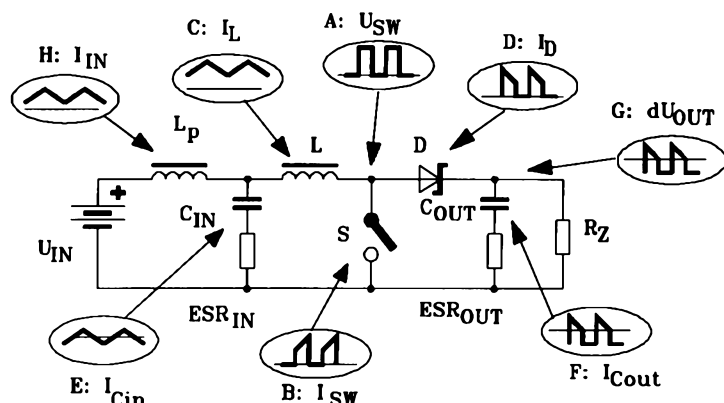
výhodnější než transformátory a jsou dostupnější.

Nyní si podrobně popíšeme zdroj, který zvyšuje kladné napětí. Celý popis je však stejný i pro zdroj, který zvyšuje záporné napětí, pokud otočíme polaritu vstupního a výstupního napětí.

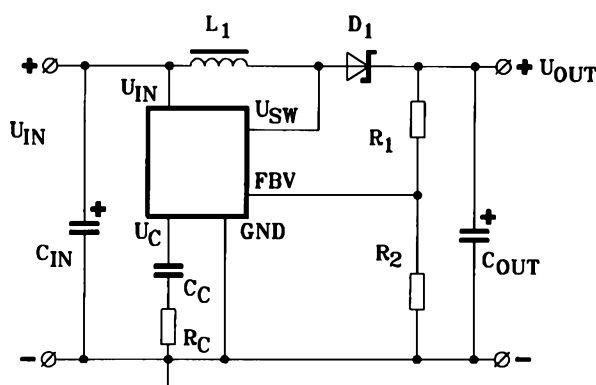
Principiální schéma zdroje, který pouze zvyšuje kladné napětí, je i s průběhy napětí a proudů na obr. 32.

Spínač S je řízen oscilátorem, který je obsažen v integrovaném obvodu zdroje, a periodicky spíná a vypíná.

Když je spínač sepnut, je napětí U_{SW} nulové. Průběh uzlového napětí U_{SW} při periodickém spínání a vypínání spínače je na obr. 32 v okénku A, průběh proudu spínačem je v okénku B. Při sepnutém spínači S teče proud ze vstupu přes cívku L a uzavírá se spínačem S. Proud cívku lineárně vzrůstá, velikost změny proudu cívku (neboli zvlnění d) závisí na vstupním napětí, indukčnosti a době sepnutí spínače. Pokud je spínač sepnut, neteče žádný proud z cívky do zátěže.



Obr. 32. Principiální schéma zdroje, který pouze zvyšuje kladné napětí



Obr. 33. Zdroj, pouze zvyšující kladné napětí

Po vypnutí spínače proud cívku zvětšuje napětí U_{SW} tak dlouho, dokud napětí U_{SW} není dostatečně větší než výstupní napětí na kondenzátoru C_{OUT} . Pak dioda D sepne a otevře cestu proudu z cívky do výstupního kondenzátoru C_{OUT} a do zátěže. Uzel U_{SW} je připojen přes diodu na výstup a proud cívku začne lineárně klesat. Strmost klesání je funkcí indukčnosti cívky a rozdílu vstupního a výstupního napětí.

Popisovaný děj se neustále periodicky opakuje.

Vstupní a výstupní filtrační kondenzátory slouží jako zkrat pro střídavou složku vstupního a výstupního proudu.

Průběh proudu vstupním kondenzátorem C_{IN} je stejný, jako průběh proudu cívku, avšak bez stejnosměrné složky. Efektivní hodnota střídavého proudu kondenzátorem C_{IN} je rovna třem desetinám mezivrcholové hodnoty střídavého proudu, který protéká cívku. Vstupní kondenzátor je důležitý pro vlastní funkci zdroje, protože absorbuje střídavou složku vstupního proudu zdroje. Bez vstupního kondenzátoru vytvoří střídavá složka vstupního proudu na odporu a parazitní indukčnosti napájecích přívodů rušivé napětí, které může způsobit chybnou funkci zdroje.

Průběh proudu výstupním kondenzátorem C_{OUT} je stejný, jako proud diodou, neobsahuje však stejnosměrnou složku. Pokud je výstupní napětí dvojnásobkem vstupního napětí, je efektivní hodnota střídavého proudu kondenzátorem C_{OUT} rovna vstupnímu proudu. Střídavý proud kondenzátorem C_{OUT} roste, když se vstupní napětí zmenšuje nebo se výstupní napětí zvětšuje.

Pulzujícímu proudu (jeho střídavé složce) ve spínaných regulátorech je nutné věnovat zvýšenou pozornost. Velký střídavý proud způsobuje oteplování filtračních kondenzátorů. Výstupní kondenzátor, dioda a spínač musí být dimenzovány na maximální napětí jehlových impulzů z cívky, aby zdroj správně fungoval a součástky se nezničily. Spínač a dioda musí být schopny opakovaně zpracovávat strmé změny proudu, vznikající při činnosti spínače.

Úplné schéma zdroje, který pouze zvyšuje kladné napětí, je na obr. 33.

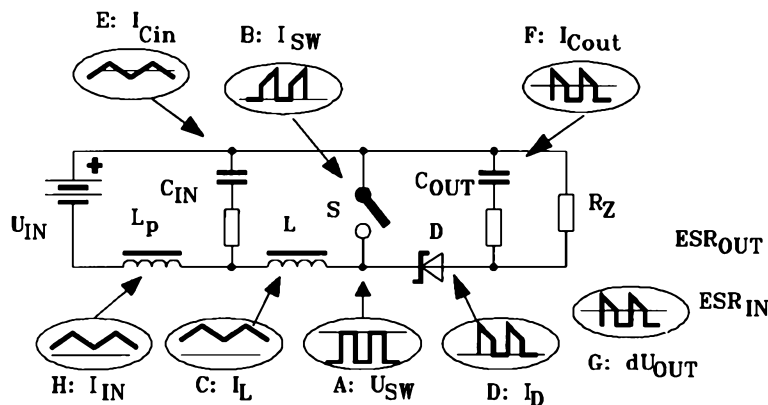
Výstupní napětí zdroje je dáno vztahem:

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

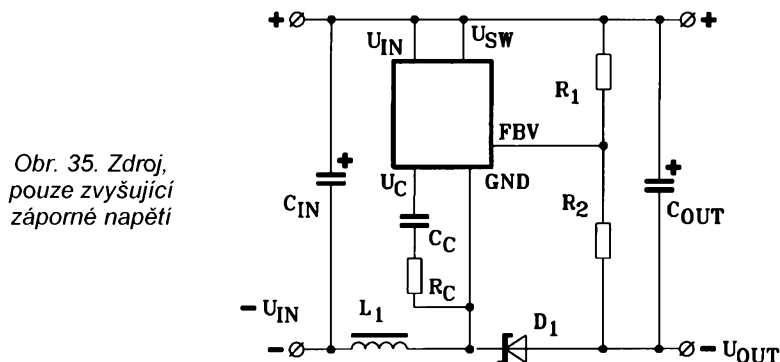
kde referenční napětí $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$.

Zdroj, pouze zvyšující záporné napětí

Na obr. 34 je principiální schéma zdroje, který pouze zvyšuje záporné napětí. Na obrázku jsou též průběhy napětí a proudů. Průběhy jsou stejné jako u zdroje, který pouze zvyšuje kladné napětí, mají však opačnou polaritu.



Obr. 34. Principiální schéma zdroje, který pouze zvyšuje záporné napětí



Obr. 35. Zdroj, pouze zvyšující záporné napětí

Úplné schéma zdroje, který pouze zvyšuje záporné napětí, je na obr. 35.

Výstupní napětí zdroje je dáno vztahem:

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

kde referenční napětí $U_{REF} = 2,21$ V.

Zdroj s odbočkou na cívce

Odbočka na cívce je výhodná v případech, kdy má být výstupní napětí podstatně menší nebo podstatně větší než vstupní napětí.

Funkce zdrojů, které zvyšují nebo snižují vstupní napětí byla již vysvětlena dříve, a proto je zde bez vysvětlení uvedeno pouze principiální schéma zdroje s odbočkou na cívce na obr. 36.

Úplné schéma zdroje s odbočkou na cívce je na obr. 37. Výstupní napětí je dáno vztahem:

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

kde referenční napětí $U_{REF} = 2,21$ V.

Cívka s odbočkou je použita jako autotransfómator. Má-li zdroj s odbočkou na cívce L_1 snižovat výstupní napětí (resp. zvyšovat výstupní proud), musí být na levé části cívky, kterou protéká spínací proud I_{SW} z napájecího zdroje, větší počet závitů $n_{levá}$, než je počet závitů $n_{pravá}$ na pravé části cívky, kterou protéká výstupní proud. Předpokládáme, že levá část cívky L_1 má N -krát více závitů, než pravá část cívky. Převod p (z výstupu na vstup) autotransfómatoru, který cívka s odbočkou reprezentuje, je:

$$p = n_{pravá}/n_{levá} = 1/N, \text{ kde } N > 1.$$

Transformaci se zmenšuje výstupní napětí vůči vstupnímu napětí a současně se zvětšuje výstupní proud vůči vstupnímu proudu podle principu konstantního výkonu. Výstupní napětí takového zdroje je buď téměř shodné se vstupním napětím nebo je menší.

Má-li zdroj s odbočkou na cívce L_1 zvyšovat výstupní napětí (resp. snižovat

výstupní proud), musí být na levé části cívky méně závitů než na pravé a jedná se tedy o transformaci napětí nahoru:

$$p = n_{pravá}/n_{levá} = 1/N, \text{ kde } N < 1.$$

Dále jsou uvedeny vztahy pro výpočet zdroje, zapojeného podle obr. 36, respektive podle obr. 37.

Střída s signálu závisí na poměru počtu závitů N :

$$s = t_1/T = t_{ON}/T = t_1 \cdot f_{OSC} = U_{OUT} \cdot (N + 1) / (U_{IN} \cdot N + U_{IN}).$$

Maximální hodnota proudu spínacím S (respektive vnitřním spínacím tranzistorem v integrovaném obvodu na obr. 37) je:

$$I_{pkSW} = I_{AV} + dI/2,$$

kde:

$$I_{AV} = I_{OUT} \cdot (U_{OUT} \cdot N / U_{IN} + 1) / (1 + N).$$

Pokles proudu dI je přitom $(N + 1)$ krát větší než jeho nárůst. Maximální hodnota proud cívky je:

$$I_{pkL} = I_{pkSW} \cdot (N + 1).$$

Efektivní hodnota proudu vstupním kondenzátorem je:

$$I_{RMSIN} = 0,5 \cdot I_{OUT} / \sqrt{(N + 1)}$$

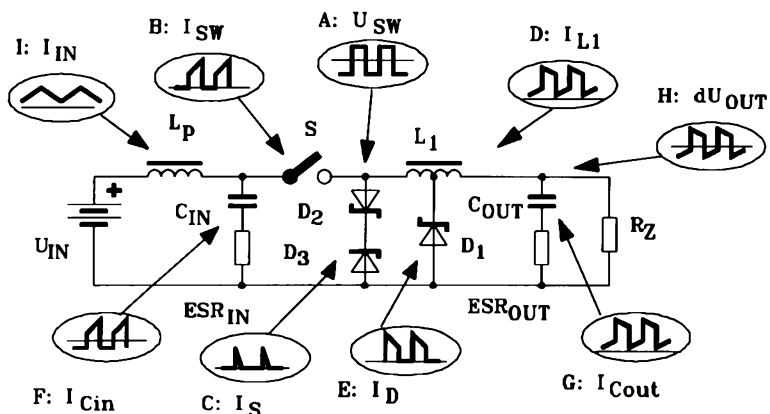
a efektivní hodnota proudu výstupním kondenzátorem je:

$$I_{RMSOUT} = 0,5 \cdot I_{OUT} \cdot N / \sqrt{(N + 1)},$$

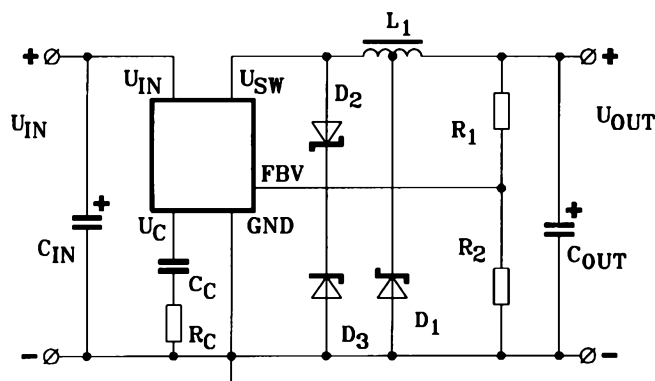
tedy N -krát větší.

Zvlnění U_{OUTp-p} výstupního napětí se vypočte ze vztahu:

$$U_{OUTp-p} = I_{pkSW} \cdot N \cdot ESR_{Cout}.$$



Obr. 36. Principiální schéma zdroje s odbočkou na cívce



Obr. 37. Zdroj s odbočkou na cívce

Konečně střední hodnota vstupního proudu z napájecího zdroje U_{IN} je:

$$I_{IN} = I_{OUT} \cdot U_{OUT} / U_{IN}.$$

Tyto vztahy platí jak pro provoz spojitý, tak pro provoz nespojitý, pro který však je nutno uvést ještě další vztahy, jako je např. kmitočet zámků:

$$f_z = 1/\{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{[L \cdot (C_{SW} + C_D)]}\},$$

kde C_{sw} je kapacita spínacího tranzistoru (uvnitř IO) a C_D je kapacita diody D (vně IO).

Rychlost nárůstu proudu spínacím tranzistorem je:

$$dI_{SW}/dt = (U_{IN} - U_{OUT})/L_1.$$

Rychlost poklesu proudu diodou se určí podle vztahu:

$$dI_D/dt = U_{OUT} \cdot (N + 1)^2 / L_1.$$

Je nutno pamatovat, že indukčnost cívky závisí na kvadrátu počtu závitů, tedy platí:

$$L_{\text{levá}}/L_{\text{pravá}} = (n_{\text{levá}}/n_{\text{pravá}})^2 = N^2.$$

Zdroj s transformátorem

Zdroje s transformátorem mohou generovat kladné i záporné výstupní napětí, přičemž výstupní napětí může být větší nebo menší než vstupní napětí. Zdroje mohou mít jeden nebo více výstupů.

Principiální schéma zdroje s transformátorem je na obr. 38.

Spínací tranzistory s řídicí elektronikou, potřebné pro funkci zdroje, jsou nejčastěji obsaženy v integrovaných obvodech (IO), které vyrábí řada firem.

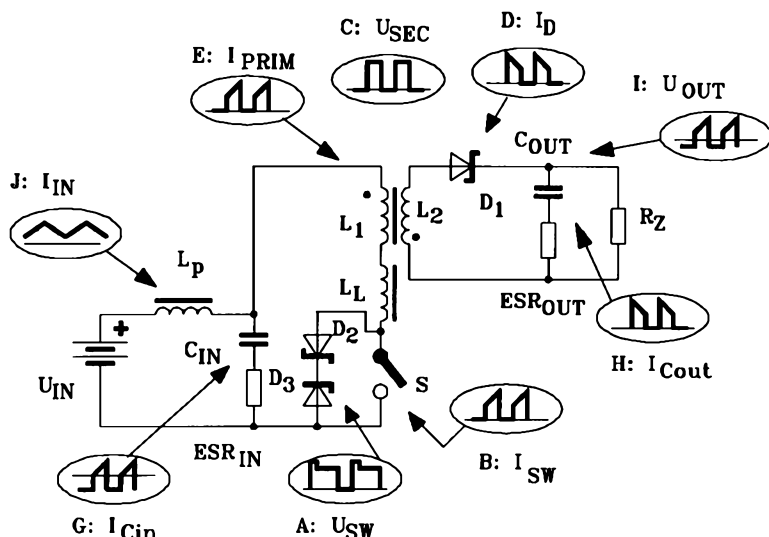
Úplná zapojení zdrojů s transformátorem jsou na obr. 39 a na obr. 40. Zapojení na obr. 39 představuje zdroj, který nemá výstup izolovaný od vstupu, zdroj na obr. 40 má výstup izolovaný (plovoucí).

Zdroj na obr. 39 má výstupní napětí stabilizováno zpětnou vazbou, která je zavedena odporovou sítí z výstupu zdroje na vstup FBW integrovaného obvodu.

V zapojení na obr. 40 není zpětná vazba z výstupu zavedena, a proto je výstupní napětí citlivé na velikost vstupního napájecího napětí. Výstup je plně plovoucí, ale regulovatelný. Zpětná vazba však může být z výstupu zavedena i u izolovaného zdroje, a to např. optočlenem.

Ačkoliv zdroj s transformátorem může mít více výstupů, může být plně regulován jen ten, ze kterého je odvozena zpětná vazba. Pokud se ovšem zhotoví hávový obvod, který zpětnou vazbou předává informaci o zatížení všech výstupů, pak je částečná regulace možná. Takováto regulace je však vždy kompromisem a musí být přizpůsobena pro dané konkrétní uspořádání jednotlivých zátěží.

Popište si funkci obvodu na obr. 38. Spínač S je řízen oscilátorem, kte-



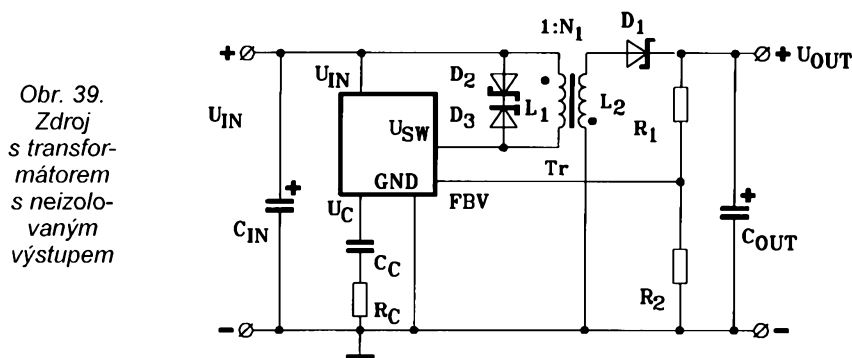
Obr. 38. Principiální schéma zdroje s transformátorem

ř je obsažen v integrovaném obvodu zdroje, a s určitou střídou periodicky spíná a vypíná.

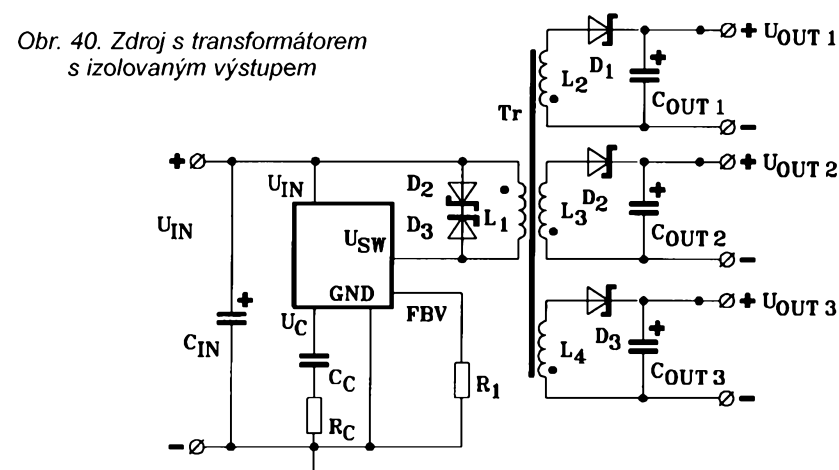
Když spínač vede, napětí U_{SW} klesá k zemi. Dokud je spínač zapnutý, proud teče přes spínač z napájecího zdroje o napětí U_{IN} do primárního vinutí L1 transformátoru. Po sepnutí spínače proud primárním vinutím lineárně vzrůstá. Celková změna primárního proudu (neboli zvlnění dI) je určena velikostí napájecího napětí, indukčnosti primárního vinutí a dobou sepnutí spínače. Během sepnutí spínače se energie hromadí v jádru transformátoru ve formě magnetického pole. Usměrňovací dioda na sekundární straně transformátoru je polarizována v závěrném směru a

žádná energie není transformována
do zátěže.

Po vypnutí spínače prestane byť energia vedena z napájacieho zdroje do transformátoru, a preto intenzita magnetického pole začne klesať. Zároveň magnetického pole obrátí polaritu napätia na vinutých transformátoru. Pri vypnutí spínača sa napätie U_{sw} približuje potenciálu vstupného napätia a energia je transformovaná na výstup. Vzhľadom k tomu, že transformátor není ideálnou součástkou se stoprocentní účinností, není všechna energie přenesena do sekundárního vinutí. Zpětné uvolnění energie se projevuje jako impulz napětí na primárním vinutí. Dioda D_2 a Zenerova dioda D_3 , zapojené do série, tento impulz „zkratují“.



Obr. 39.
Zdroj
s transfor-
mátorem
s neizolo-
vaným
výstupem



Obr. 40. Zdroj s transformátorem s izolovaným výstupem

Oproti principálnímu zapojení na obr. 38 je ve zdroji na obr. 39 navíc zavedena z výstupu do integrovaného obvodu zpětná vazba, která stabilizuje výstupní napětí.

Zdroj s izolovaným výstupem na obr. 40 nepoužívá zpětnovazební vstup integrovaného obvodu pro snímání výstupního napětí, avšak místo toho snímá a reguluje velikost napětí na primárním vinutí transformátoru během doby vypnutí spínacího tranzistoru. Zpětnovazební napětí se snímá na vývodu U_{SW} integrovaného obvodu. Zesilovač zpětnovazební odchylky v IO udržuje velikost napětí U_{SW} přibližně 18 V. Tato velikost je nastavena uvnitř IO a může být měněna v rozmezí od 16 do 22 V změnou odporu rezistoru R_1 , zapojeného mezi zpětnovazební svorkou (FBV) a zemní svorkou (GND).

Rozptylová indukčnost primární a sekundární cívky transformátoru vytváří při vypnutí spínače na primárním vinutí jehlový impulz napětí. Šířka tohoto impulzu je důležitá, protože příliš široký impulz může způsobit chybnou funkci zesilovače odchylky.

Např. integrovaný obvod LT1070 je vnitřně zablokovaný po dobu 1,5 μ s, která následuje po vypnutí spínače, čímž je zajištěno, že zesilovač odchylky nebude interpretovat impulz kratší než 1,5 μ s, způsobený rozptylovou indukčností, jako skutečnou velikost napětí a nebude ho regulovat. Abychom se vyhnuli špatné regulaci, musí být tedy impulz kratší než 1,5 μ s (což je právě doba zablokování zesilovače odchylky). Kdyby byl impulz širší než 1,5 μ s, výstupní napětí jím bude ovlivňováno a bude nastavováno na menší velikost, než je požadována.

Zdroj s transformátorem musí pracovat ve spojitým módu. Při malé výstupní zátěži však zdroj přechází do nespojitého módu.

V nespojitým módu zpětnovazební napětí klesá na nulu před koncem neaktivní doby. Zesilovač odchylky to interpretuje jako zmenšení výstupního napětí a bude ho zvětšovat, aby odchylku kompenzoval. Abychom se vyhnuli této situaci, je nutné specifikovat velikost minimální zátěže výstupního obvodu (předzátěž).

Skutečná velikost střídavé s impulzního signálu U_{SW} se určí jako:

$$s = t_1 \cdot f_{OSC} = U_{OUT} / (U_{OUT} + N \cdot U_{IN})$$

Střední hodnota proudu I_{AV} spínacím tranzistorem je:

$$I_{AV} = I_{OUT} \cdot (N + U_{OUT} / U_{IN})$$

kde N je převod mezi zpětnovazebním sekundárním vinutím a vinutím primárním.

Převod N je definován jako:

$$N = N_1 / 1$$

Rychlost nárůstu proudu I_{SW} spínacím tranzistorem je:

$$dI_{SW} / dt = U_{IN} / L$$

Sekundární proud $I_D = I_{SEC}$ a jeho střední hodnota v impulzu je:

$$I_{DAV} = I_{OUT} / (1 - s)$$

Efektivní hodnota proudu vstupním kondenzátorem C_{IN} se vypočte ze vztahu:

$$I_{RMS} = I_{OUT} \cdot \sqrt{(N \cdot U_{OUT} / U_{IN})}$$

Efektivní hodnota proudu, tekoucího výstupním kondenzátorem C_{OUT} má velikost:

$$I_{RMS} = I_{OUT} \cdot \sqrt{(U_{OUT} / N \cdot U_{IN})}$$

Zvlnění výstupního napětí (mezivřcholová amplituda střídavého průběhu, superponovaná na stejnosměrné výstupní napětí U_{OUT}) je závislé pouze na ESR výstupního kondenzátoru C_{OUT} a je:

$$dU_{OUT} = U_{OUT-P} = N \cdot I_{PK} \cdot ESR_{Cout}$$

Vstupní proud je jako obvykle:

$$I_{IN} = I_{OUT} \cdot U_{OUT} / U_{IN}$$

Při nespojitým módu činnosti zdroje je možno ještě vypočítat kmitočet f_z zákrmitů, způsobených parazitními vlastnostmi součástek:

$$f_z = 1 / \{ 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_{PRIM} \cdot (C_{SW} + C_D))} \}$$

Kondenzátory

V obvodech spínaných zdrojů se užívají kondenzátory, na které jsou kladeny velmi různorodé požadavky.

Vyskytují se zde kondenzátory, na kterých je převážně stejnosměrné napětí se zanedbatelnou hodnotou střídavé složky, kondenzátory filtrující kmitočet 100 Hz a konečně kondenzátory, pracující na vysokých kmitočtech (na pracovních kmitočtech spínaných zdrojů), na které jsou kladeny požadavky zcela specifické.

V oblasti napájecích zdrojů, a spínaných zdrojů zejména, se používá mnoho druhů kondenzátorů, které musí vyhovět nejrozličnějším požadavkům kapacity, napětí, tolerance, ztrátového činitele, teplotního rozsahu, kategorie vlhkosti, typu konstrukce atd. Podrobný výběr kondenzátorů by však měl být proveden podle konkrétní technické specifikace.

Z hlediska provedení (technologie, vlastností) dělíme kondenzátory na následující druhy:

- **MP kondenzátory (metalizovaný papír).**

- **MK kondenzátory s pokoveným dielektrikem z plastických hmot:**

- MKL - kondenzátory s pokoveným lakovaným povlakem,

- MKT - kondenzátory s pokoveným polyesterovým povlakem,

- MKC - kondenzátory s pokoveným polykarbonátovým povlakem,

- MKP - kondenzátory s pokoveným polypropylénovým povlakem.

Kondenzátory s dielektrikem z plastických hmot:

- KS - styroflexové kondenzátory,

- KP - polypropylénové kondenzátory.

Elektrolytické kondenzátory :

- hliníkové elektrolytické kondenzátory,

- tantalové elektrolytické kondenzátory.

Kondenzátory MP

Tyto kondenzátory jsou konstruovány převážně pro použití se stejnosměrným napětím a částečně pro velký izolační odpor. Pro práci se síťovým napětím jsou tyto kondenzátory použitelné pouze s některými omezeními. Výhodou těchto kondenzátorů je skutečnost, že při průrazu dielektrika se obvykle v místě průrazu napařená elektroda odpaří a tak se zkrat sám odstraní.

Kondenzátory MP mají dielektrikum z impregnovaného papíru, na který jsou napařeny ve vakuu kovové elektrody. Pokovený papír je svinut do válce. Čela válce jsou pokovena nástříkem tekutého kovu (šopováním) a k vrstvě kovu jsou připájeny vývody. Kondenzátory jsou zapouzdřeny v kovovém pouzdře a impregnovány tvrdým voskem.

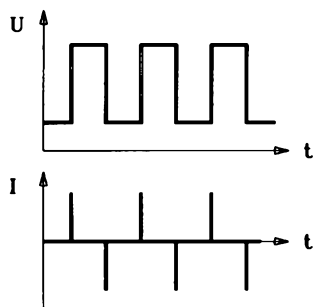
Kondenzátory MP mají samoobnovovací schopnost v případě průrazu. Oblouk, který nastává při průrazu, vypaří kovovou vrstvu v poškozené oblasti. Poškozené oblasti v dielektriku jsou tedy eliminovány. Doba potřebná pro proces samoobnovy je kratší než 10 μ s. Vzhledem k tomu, že při tomto procesu ubýde pouze zlomek akumulované energie (asi 10 mW), je pokles napětí při průrazu velmi malý. Pokles kapacity, který je rovněž způsoben procesem samoobnovy, je menší než 100 pF. Na základě zkušeností lze tvrdit, že MP kondenzátory snesou i několik desítek průrazů bez znatelné změny vlastností.

Ztrátový činitel $\tan \delta$ kondenzátorů MP bývá v okolí hodnoty $0,5 \cdot 10^{-3}$ v závislosti na pracovním napětí a použitém kmitočtu.

MP kondenzátory jsou přednostně používány pro stejnosměrné napětí nebo pro střídavé napětí s kmitočtem 50 Hz. Ve spínaných zdrojích se tento typ kondenzátorů užívá pro větší výkony a větší pracovní napětí. MP kondenzátory není totiž možné vyrábět pro jmenovité napětí pod asi 100 V (minimální tloušťka papíru). Kondenzátory MP vyhovují zátěžovým požadavkům spínaných zdrojů a dokáží pracovat se ztrátami, které vznikají ve střídavých obvodech.

Oproti elektrolytickým kondenzátorům mají kondenzátory MP při stejných rozměrech řádově menší kapacity.

Kondenzátory MP se používají např. jako vazební kondenzátory pro přenos informací mezi dvěma zařízeními s různými potenciály (například pro spojení mezi řídicím a výkonovým



Obr. 41. Průběhy napětí U a proudu I vazebním kondenzátorem při buzení napěťovými impulzy

obvodem). Výhodou tohoto typu kondenzátorů oproti elektrolytickým kondenzátorům je výrazně menší svodový stejnosměrný proud. Stejnosměrná zátěž vazebních kondenzátorů je převážně určena rozdílem napětí mezi jednotlivými zařízeními. Zátěž kondenzátoru daleko méně závisí na signálním napětí, které je přenášeno.

Průběhy napětí a proudu vazebním kondenzátorem při buzení napěťovými impulzy ve spínaných zdrojích jsou na obr. 41.

Kondenzátory MK

Kondenzátory MK jsou výtečné pro jejich samoobnovovací schopnost. Dielektrikum těchto kondenzátorů se skládá z plastického povlaku, na který je vakuově nanášena kovová vrstva tloušťky přibližně 0,02 až 0,05 mm. Pokovený povlak je rovněž svinut do válcové nebo zploštělé podoby, nebo je uzpůsoben do moderně používané sloupčové či svazkové konstrukce. Technika horkého šopování se používá pro elektrické připojení kontaktů na konce pokoveného vinutí. To zajišťuje malé ztráty a malou vlastní indukčnost hotového kondenzátoru.

Kondenzátory MK jsou charakterizovány materiálem dielektrika.

MKL kondenzátory obsahují **lakový povlak** jako dielektrikum a vakuově nanášené kovové vrstvy.

MKT kondenzátory obsahují **polyetylentereftalát** jako dielektrikum a vakuově nanášené vodivé vrstvy.

MKC kondenzátory obsahují **polykarbonát** jako dielektrikum a vakuově nanášené vodivé vrstvy.

MKP kondenzátory obsahují **polypropylen** jako dielektrikum a vakuově nanášené vodivé vrstvy.

MKY kondenzátory jsou kondenzátory s **vysoce izolačním, nízkoztrátovým dielektrikem** a vakuově nanášenými vodivými vrstvami.

MK kondenzátory se svazkovým povlakem mají pokovený plastický povlak, který je uskupen do svazkového uspořádání. Hliníkové vrstvy tloušťky asi 0,03 mm jsou nanášeny vakuově až na úzký okraj, který je ponechán beze změn. Pak jsou tyto povlaky střídavě svázány tak, že liché povlaky jsou spojeny levou šopova-

nou vrstvou a sudé povlaky jsou spojeny pravou šopovanou vrstvou. Vývody jsou připájeny k šopovaným vrstvám pájkou s nízkou teplotou tání.

MK kondenzátory se svazkovým povlakem patří, stejně jako ostatní kondenzátory s pokovenými plastickými povlaky, ke skupině regenerovatelných (samoobnovitelných) kondenzátorů.

Kondenzátory se styroflexovým a polypropylenovým dielektrikem

Použité povlaky jsou flexibilní, biaxiálně uspořádané elektricky izolační povlaky. Styroflexová fólie je vyrobena z termoplastického materiálu, polystyrenu. Pro některé typy se používají hliníkové elektrody nebo tenkovrstvé povlaky jako elektrody. Po navinutí jsou kondenzátory zahřívány. Tento proces „pečení“ způsobuje sražení objemu polystyrenu. Kondenzátory jsou tedy zabezpečeny a dostatečnou ochranu před vlhkostí zajišťuje hermeticky uzavřená konstrukce. Navíc je vinutá část kondenzátoru tuhá, aby se zajišťovala stabilita jeho elektrických vlastností. Teplotní koeficient styroflexových kondenzátorů je přibližně -150 ppm/K.

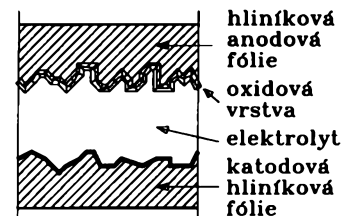
Polypropylenové kondenzátory mají ve srovnání se styroflexovými o něco menší ztrátový činitel a lepší stabilitu. Výhodou polypropylenových kondenzátorů s teplotním koeficientem přibližně -200 ppm/K je jejich lepší teplotní chování v rozsahu 70 až 85 °C, větší odolnost proti pájení i proti kyselinám a rozpouštědlům.

Pro styroflexové kondenzátory je vyšší teplotní třída do 70 °C, pro polypropylenové kondenzátory je vyšší teplotní třída do 85 °C.

Hliníkové elektrolytické kondenzátory

Nejčastějším typem kondenzátoru, který se v napájecích zdrojích (i spínaných) dnes vyskytuje, jsou elektrolytické hliníkové kondenzátory, které však mohou mít diametrálně odlišné vlastnosti. Hliníkové elektrolytické kondenzátory představují mezi ostatními druhy kondenzátorů speciální skupinu, protože jejich funkce, byť částečně, závisí na elektrochemických procesech.

V hliníkových elektrolytických kondenzátorech tvoří dielektrikum hliníková oxidová vrstva. Oxid hliníku má usměrňující schopnosti a tedy propouští proud pouze jedné polaritě. Normálně je kondenzátor polární součástí s oxidovou vrstvou na kladné elektrodě. Má kladnou a zápornou



Obr. 42. Zvětšení povrchu anodové a katodové fólie

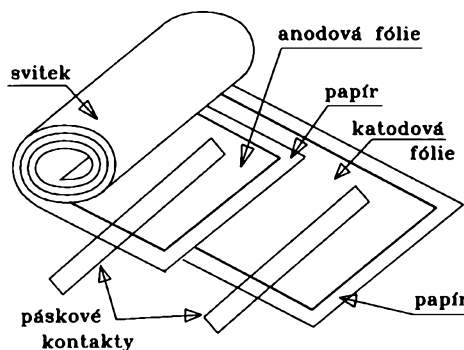
svorku. Rovněž však známe bipolární kondenzátory. Ty mají oxidovou vrstvu u obou elektrod, která je stejné tloušťky.

Abychom zajistili co největší kapacitu zvyšováním aktivní plochy je povrch anodové fólie rozleptán. Výsledek je znázorněn na obr. 42. Oxid hliníku je elektrochemickou cestou vytvořen na vyleptaném povrchu, což se nazývá formování. Pro formování se používá konstantní napětí. Tloušťka oxidů je přibližně úměrná velikosti formovacího napětí.

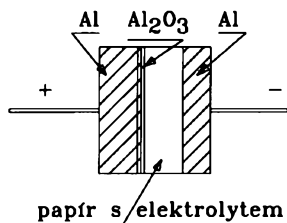
Elektrolyt slouží jako kontakt mezi katodovou fólií a oxidovou vrstvou anodové fólie. Porézní papírová vrstva udržuje elektrolyt a zároveň slouží jako oddělovač mezi anodovou a katodovou fólií. Fólie jsou připevněny ke svorkám hliníkovými páskami. Aby se zajišťovala větší spolehlivost, používá se pro připojení hliníkových pásek buď studené nebo laserové svařování.

Oxidová vrstva nemá všude stejnou tloušťku. Pokud se někde náhodou objeví tenčí místo, zvětší se v tomto bodě svodový proud. Dodatečný svodový proud rozloží vodu v elektrolytu na kyslík a vodík. Kyslík zoxídzuje hliník na anodové fólii, čímž eliminuje slabší místa oxidové vrstvy. Nadbytek napětí začne podobný proces, ovšem na celém povrchu oxidové vrstvy. Množství produkovaného kyslíku zvětšuje tlak, což může vést ke zničení kondenzátoru. Schopnost kondenzátoru pracovat s rázovým napětím tedy závisí na velikosti volného objemu v kondenzátoru. Konstrukce hliníkového elektrolytického kondenzátoru je na obr. 43.

Mezi výhody hliníkových elektrolytických kondenzátorů, které způsobily jejich tolik široké použití, patří jejich



Obr. 43. Konstrukce hliníkového elektrolytického kondenzátoru



Obr. 44. Schéma konstrukce hliníkového elektrolytického kondenzátoru

velká objemová efektivita (kapacita na jednotku objemu), která umožňuje běžně realizovat jejich kapacitu až do velikosti jednoho faradu. Mezi další výhody hliníkových elektrolytických kondenzátorů patří jejich vhodnost pro značně zvlněné proudy spolu s velkou spolehlivostí a velmi dobrým poměrem výkon/cena.

Hliníkové elektrolytické kondenzátory se skládají ze dvou elektricky vodivých elektrod, které jsou odděleny dielektrickou vrstvou (obr. 44). Jedna elektroda (anoda) je tvořena hliníkovou fólií s rozšířeným povrchem. Oxidová vrstva (Al_2O_3), která je na anodě, slouží jako dielektrikum. Na vzduchu je hliník obalen tenkou vrstvou oxidu hliníku. Pomocí elektrochemického procesu se vytváří tlustší vrstva a její tloušťka je úměrná velikosti formovacího napětí. Al_2O_3 má velký izolační odpor pro napětí menší než napětí formovací. Oxidy vydrží velkou intenzitu elektrického pole a mají velkou relativní permitivitu. Oxid hliníku je proto vhodný jako kondenzátorové dielektrikum pro polární kondenzátory. Kapacita elektrolytického kondenzátoru je závislá na tloušťce oxidové vrstvy, relativní permitivitě a povrchu. Při leptání povrchu se může plocha hliníkové fólie zětšit 10 až 300krát oproti nelepťanému povrchu. Na rozdíl od ostatních kondenzátorů je katoda u hliníkových elektrolytických kondenzátorů tvořena vodivým roztokem, elektrolytem.

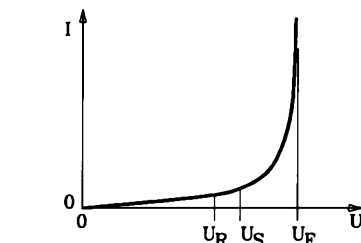
Druhá hliníková fólie, rovněž zvaná katodová fólie, slouží jako velkoprostorová kontaktní oblast, která propouští proud do operačního elektrolytu.

Kapacita takového kondenzátoru je dána známým vztahem:

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S / d \quad [\text{F}],$$

kde ϵ_0 [F/m] je permitivita vakua ($\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m), ϵ_r je relativní permitivita konkrétního dielektrického materiálu (u Al_2O_3 je okolo 9,5), S [m²] je plocha elektrod a d [m] je vzdálenost elektrod.

Oxidová vrstva představuje napěťově závislý odpor. Při vzrůstu přiložené napětí se proud vrstvou zvětšuje se stoupající strmostí. Voltampérová charakteristika (závislost protékajícího proudu na napětí) oxidové vrstvy je na obr. 45. Pokud se překročí formovací napětí U_F , formovací proces značně znovu a vyprodukuje se větší množ-



Obr. 45. Voltampérová charakteristika hliníkového elektrolytického kondenzátoru

stvi plynů a tepla. Tentýž efekt je možno v malém měřítku pozorovat v kolektu charakteristiky. Pro dosažení co největší provozní bezpečnosti kondenzátoru se jmenovité napětí U_R definuje na kvazilineární části křivky.

Kondenzátor musí vydržet krátkodobá přepětí U_S , jejichž velikost se pohybuje mezi jmenovitým a formovacím napětím. Rozdíl mezi formovacím a provozním napětím, též zvaný přenaodizace, má značný vliv na spolehlivost kondenzátoru. Velký rozdíl těchto napětí nabízí možnost výroby velmi spolehlivých kondenzátorů, označených jako kondenzátory LL (Long Life). Vzhledem k tomu, že tyto elektrolytické kondenzátory mají katodu ve formě roztoku, jsou také někdy nazývány jako „mokré“ kondenzátory. Použitý roztok má tu výhodu, že dokonale zaplňuje prostor, ohraničený vyleptanou fólií, tedy optimálně zapadne do anodové struktury. Dvě hliníkové fólie jsou odděleny papírovými přepážkami, které mají dvojí účel. Papír tvoří zásobník elektrolytu (elektrolyt je uložen v pórech absorpčního papíru) a slouží jako oddělovač, který zamezuje elektrickým zkratům, tedy zajišťuje potřebnou dielektrickou vrstvu mezi anodovou a katodovou fólií.

Hliníkový elektrolytický kondenzátor může správně pracovat pouze v případě, že je na anodu připojen kladný pól pracovního napětí a na katodu záporný. Pokud se polarita obrátí, vznikne elektrolytický proces, vedoucí k odformování dielektrické vrstvy a k jejímu formování na katodové fólii. V takovém případě se generuje velké množství plynových emisí a tepla, což může vést k destrukci kondenzátoru. Proto je elektrolytický kondenzátor vhodný pouze pro stejnosměrné napětí. Stejnosměrné napětí může být též zvlněné, tedy může mít superponovanou střídavou složku, ovšem kladný pól musí být na anodě.

Nesprávná polarita je však až do napětí 1,5 V krátkodobě přípustná, neboť destruktivní proces oxidové vrstvy začíná až nad tímto napětím. Je tomu tak z toho důvodu, že katodová fólie je pokryta oxidovou vrstvou, která odpovídá eloxované vrstvě s průrazným napětím asi 1,5 V.

Stejnosměrné napětí obojí polarity je možné přivést na tzv. bipolární hliníkové elektrolytické kondenzátory. Bipolárních kondenzátorů mají obě

elektrody eloxovány a o stejné ploše (a tím i o stejné jmenovité plošné kapacitě). Bipolární konstrukce umožňuje zapojit kondenzátor s obojí polaritou stejnosměrného napětí a stejně tak i připojit střídavé napětí. Střídavé napětí vyvolává v kondenzátoru teplo, proto by se velikost střídavého napětí měla pohybovat pod jmenovitou hodnotou napětí stejnosměrného. Při sériovém spojení dvou kondenzátorů o stejné kapacitě se výsledná kapacita rovná polovině kapacity každého z nich. Z toho důvodu mají bipolární kondenzátory dvojnásobnou velikost než běžné kondenzátory o stejné kapacitě. Navíc je nutno uvažovat dvojnásobný protékající proud.

Kmitočtová závislost ESR

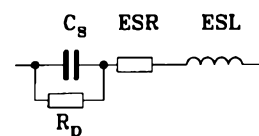
Reálný kondenzátor se liší od ideálního tím, že kromě vlastní kapacity C_s zahrnuje paralelní ztrátový odpor R_p , ekvivalentní sériový odpor ESR a ekvivalentní sériovou indukčnost ESL - viz obr. 46.

ESR hliníkového elektrolytického kondenzátoru je kmitočtově závislý. Závislost ESR na kmitočtu pro určitý kondenzátor (PEH 169, 88 $\mu\text{F}/450$ V při teplotě 85 °C) je na obr. 47.

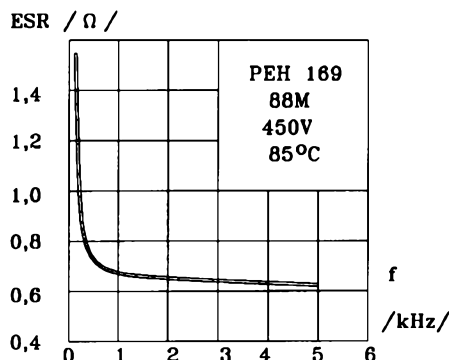
Kmitočtová závislost ESR činí výpočet výkonové ztráty kondenzátoru obtížnější. Pokud má proud kondenzátorem složitý průběh, je nutné znát velikosti jednotlivých harmonických proudů. Nicméně, pokud je nejvyšší harmonická tak vysoká, že se už ESR při dalším zvyšování kmitočtu příliš nemění, je výpočet přece jenom snadný.

Impedance Z

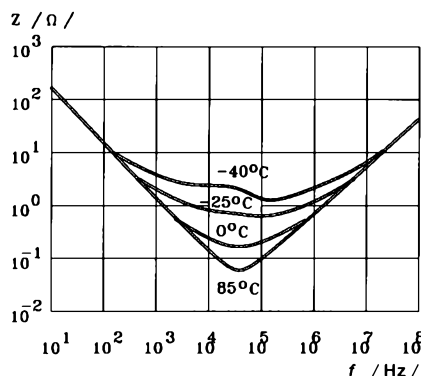
Impedance elektrolytického kondenzátoru vyplývá z náhradního schématu na obr. 46. Ekvivalentní sériová



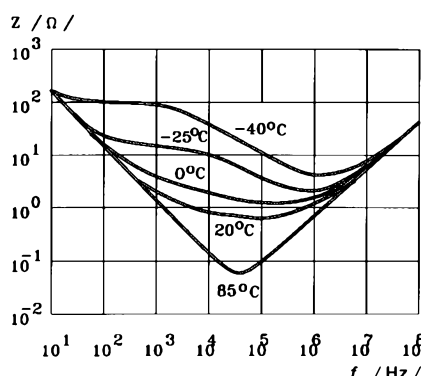
Obr. 46. Náhradní schéma kondenzátoru



Obr. 47. Kmitočtová závislost ESR hliníkového elektrolytického kondenzátoru při teplotě 20 °C



Obr. 48. Závislost impedance hliníkového elektrolytického kondenzátoru 100 µF/63 V na kmitočtu při různých teplotách



Obr. 49. Závislost impedance hliníkového elektrolytického kondenzátoru 47 µF/350 V na kmitočtu při různých teplotách

indukčnost ESL vychází ze stavby a vnitřního uspořádání kondenzátoru.

Indukční reaktance $X_{ESL} = \omega \cdot ESL$ závisí pouze na kmitočtu, kapacitní reaktance $X_{CS} = 1/(\omega \cdot C_S)$ a ESR závisí na kmitočtu a na teplotě. Charakteristiky jednotlivých náhradních odporových a reaktančních prvků jsou určeny celkovou kapacitou kondenzátoru.

Příklady závislosti impedance Z různých hliníkových elektrolytických kondenzátorů na kmitočtu a na teplotě jsou na obr. 48 a na obr. 49.

Antisériové zapojení (BACK TO BACK)

Pro aplikace, kde se na kondenzátoru mění polarita většího napětí, se mohou dva identické pevné sintrované elektrolytické kondenzátory zapojit do série antisériově, systémem back to back (katoda ke katodě). Tím se zablokuje oba směry polarizace. Bipolární kondenzátory je možné provozovat až do jmenovitého stejnosměrného napětí kterékoliv polaritě nebo až do dvojnásobku hodnoty superponovaného střídavého napětí, která je pro daný typ kondenzátoru přípustná.

Teplota povrchu kondenzátoru se nesmí zvětšit o více než 10 K, aby se nepřekročil teplotní limit. Mokré sintrované kondenzátory se nesmějí zapojovat systémem back to back, neboť na stříbrné katodě kondenzátoru, zapojeného v opačné polaritě,

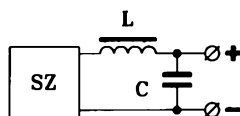
může vzniknout plyný kyslík, který způsobuje zvětšení tlaku v kondenzátoru.

Filtrační (akumulační) kondenzátory

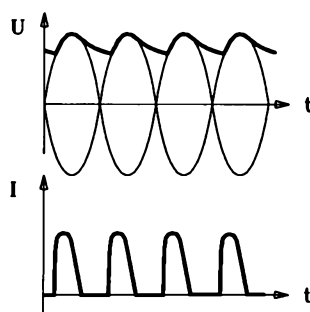
Filtrační kondenzátory jsou kondenzátory, určené pro vyhlazení pulzující složky stejnosměrného napětí. Akumulační kondenzátory jsou stejnosměrné kondenzátory, které mohou dodávat velké špičkové proudy podle potřeb jednotlivých zařízení. Tyto kondenzátory jsou periodicky nabíjeny a vybíjeny impulzním proudem, jehož maximální hodnota značně převyšuje efektivní (RMS) hodnotu.

Akumulační kondenzátory jsou převážně vyhlazovací kondenzátory se zesílenými proudovými cestami, aby byly schopny pracovat s velkým špičkovým proudem. Navíc mají příznivě navržené podmínky tepelných režimů, aby byly schopny rozptýlit do okolí relativně velký výkon (výkonové ztráty). Předností akumulčních kondenzátorů je jejich velká kapacita na jednotku objemu (i hmotnosti) a posílené proudové cesty.

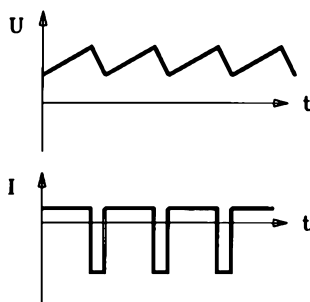
Typické zapojení filtračního kondenzátoru je na obr. 50, průběh napětí na filtračním kondenzátoru spolu



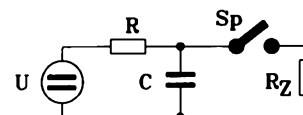
Obr. 50. Aplikace filtračního kondenzátoru na výstupu spínaného zdroje SZ



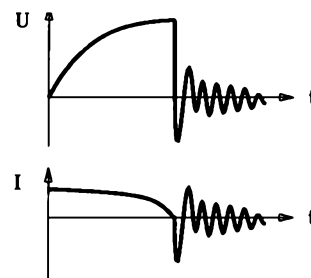
Obr. 51. Průběhy napětí a proudu na filtračním kondenzátoru na výstupu spínaného zdroje



Obr. 52. Průběhy napětí a proudu na akumulčním kondenzátoru



Obr. 53. Příklad zapojení impulzního kondenzátoru



Obr. 54. Průběhy napětí a proudu na impulzně vybíjeném kondenzátoru

s proudem, který jím protéká, je na obr. 51. Z hlediska spínaných zdrojů hledáme tedy filtrační kondenzátory vždy na výstupu zdroje.

Akumulační kondenzátor má zabezpečit, aby spínaný zdroj dostal potřebný špičkový proud v okamžiku, kdy si jej potřebuje odebrat, a kdy mu to napájecí zdroj není schopen zabezpečit (obr. 52). Z hlediska spínaného zdroje je tedy akumulční kondenzátor vždy na jeho vstupu!

Impulzní kondenzátory

Impulzní kondenzátory jsou stejnosměrné kondenzátory, které se používají pro vstupní a výstupní proudové rázy. Jsou příležitostně nabíjeny a vybíjeny při spínání zátěže apod.

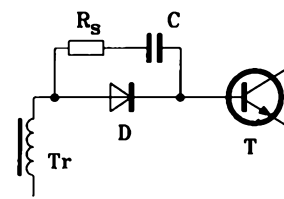
Kvůli rychlému vybíjení je požadována u těchto kondenzátorů malá vlastní indukčnost ($L \leq 300$ nH).

Příklad zapojení impulzního kondenzátoru je na obr. 53, průběhy napětí a proudu na impulzně vybíjeném kondenzátoru jsou na obr. 54.

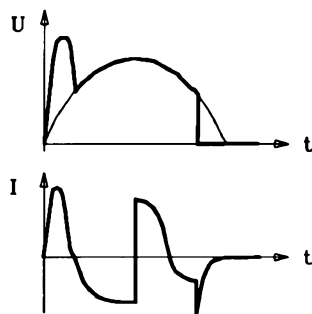
Předností impulzních kondenzátorů je jejich velká energetická kapacita, schopnost přenosu velkého špičkového proudu a malá vlastní indukčnost.

Útlumové kondenzátory

Útlumové kondenzátory jsou střídavé kondenzátory, které jsou paralelně připojeny k polovodičovým součástkám (např. k diodě D na obr. 55), aby potlačily nebo omezily nežádoucí



Obr. 55. Připojení útlumového kondenzátoru k diodě D



Obr. 56. Průběhy napětí a proudu na útlumovém kondenzátoru

napětové špičky, které vznikají při vypínání indukčních zátěží (indukčnost sekundárního vinutí budícího transformátoru T_r na obr. 55).

Útlumové kondenzátory jsou periodicky nabíjeny i vybíjeny a díky tomu maximální hodnota proudu výrazně převyšuje efektivní (RMS) hodnotu proudu, pro který je kondenzátor určen.

Zapojení podle obr. 55 se velmi často vyskytuje ve výkonové části spínaných zdrojů, kdy špička proudu (obr. 56) na začátku sinusového budícího impulsu napětí urychluje sepnutí spínací součástky (tranzistoru T na obr. 55), čímž se zmenší výkonové ztráty na této spínací součástce.

Při vypínání indukční zátěže (v okamžiku, kdy dioda D vypíná, protože na ní pokleslo napětí pod velikost napětí propustného) kondenzátor C chrání spínací prvek tím, že převezme proud, který teče z indukční zátěže. Rezistor R_s , zapojený v sérii s útlumovým kondenzátorem C omezuje maximální proud kondenzátorem. Volbou velikosti odporu rezistoru R_s lze nastavovat velikost maximálního proudu.

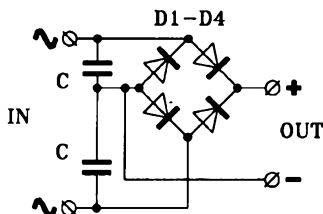
Útlumové kondenzátory jsou kromě sinusové půlvlnové zátěže podrobeny napětovým špičkám efektu akumulace náboje a harmonickým periodickým zátěžím v případě obvodů pro řízení fáze (při řízení spínaných prvků).

Předností útlumových kondenzátorů je jejich velká napětová stabilita (neměnnost kapacity a svodového proudu s přiloženým napětím) a schopnost přenést velký špičkový proud.

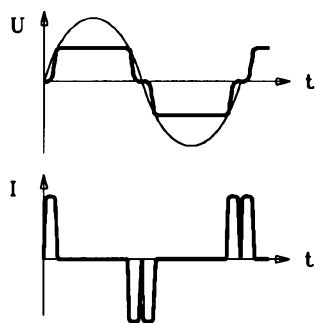
Komutační kondenzátory

Komutační kondenzátory jsou na střídavé napětí a jsou určeny pro potlačení přechodového stavu v polovodičových součástkách. Tyto kondenzátory jsou periodicky impulzně nabíjeny a vybíjeny proudem, jehož maximální hodnota výrazně převyšuje efektivní (RMS) hodnotu.

Komutační kondenzátory jsou vystaveny velkému reaktančnímu výkonu a velkým špičkovým proudům. Pro zatížení kondenzátoru je rozhodující činitel doba přechodu mezi stavy. Pro



Obr. 57. Zapojení komutačních kondenzátorů C (jedna z možných variant)



Obr. 58. Průběhy napětí a proudu na komutačním kondenzátoru

vysoké kmitočty (10 až 100 kHz) musí mít kondenzátor čistě kapacitní reakcanci, tj. musí být navržen s malou vlastní indukčností.

Příklad zapojení komutačních kondenzátorů je na obr. 57, průběhy napětí a proudu na komutačním kondenzátoru jsou na obr. 58.

Komutační kondenzátory musí mít velkou teplotní stabilitu při velkém reaktančním výkonu, musí mít schopnost přenášet velký špičkový proud a musí mít malou vlastní indukčnost.

Cívky pro spínané zdroje

Ferity

V rozsahu nízkých kmitočtů se přednostně používají kovové magnetické materiály z důvodů jejich velké permeability a saturační magnetizace.

V rozsahu vysokých kmitočtů spínaných zdrojů se naopak převážně používají oxido-keramické ferity díky svému vysokému měrnému odporu (od $1 \Omega \cdot m$ až do $10^5 \Omega \cdot m$). V tomto rozsahu měrných odporů vykazují ferity zanedbatelné ztráty vířivými proudy ve střídavém magnetickém poli. To je jejich velká výhoda oproti kovům, které mají měrný odpor v rozsahu od $10^{-7} \Omega \cdot m$ do $10^{-5} \Omega \cdot m$.

Hystereze

Vlastností feromagnetických a ferimagnetických materiálů je, že samovolná magnetizace existuje až do teploty, nazývané Curieův bod, která je pro každý materiál specifická. Ele-



Obr. 59. Křivka prvotní magnetizace

mentární magnety jsou pak uspořádány paralelně v makroskopických oblastech.

Hysterezní smyčka

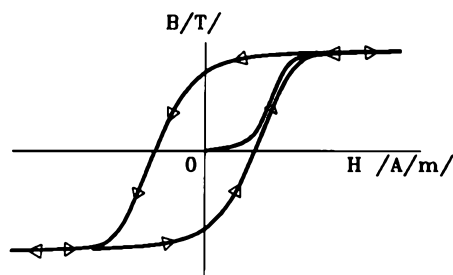
Začneme-li materiál magnetizovat od bodu $H = 0$ a $B = 0$ (a nebyl-li materiál dosud magnetizován), získáme tzv. křivku prvotní magnetizace (obr. 59). Proměnná H je intenzita magnetického pole, proměnná B je magnetická indukce, podrobněji o nich bude pojednáno dále.

Při menší intenzitě pole se domény, které jsou orientovány souhlasně se směrem magnetického pole, rozrostou na úkor těch ostatních. Tomuto jevu se říká orientace. Při větší intenzitě pole se přetočí celé domény, to je ta nejstrmější část křivky, nakonec se magnetické momenty natáčí ve směru magnetického pole tak dlouho, dokud se nedosáhne saturace, tj. dokud veškeré elementární magnety v materiálu nejsou natočeny ve směru vnějšího magnetického pole.

Když opět H zmenšujeme, je průběh závislosti $B = f(H)$ odlišný. Změnou orientace intenzity magnetického pole H pak získáme zápornou saturaci magnetické indukce a opět kladnou orientaci H oproběhneme celou křivku. Tato křivka má tvar smyčky, a proto se nazývá hysterezní smyčka. Typická hysterezní smyčka feromagnetického materiálu je na obr. 60.

Velikost hysterezní smyčky je různá podle velikosti budícího střídavého signálu (intenzity magnetického pole H). Zvětšujeme-li amplitudu H , pak roste i plocha hysterezní smyčky, ale existuje maximum, za které se již plocha smyčky nezvětšuje. Je-li tímto maximem např. křivka na obr. 60, pak všechny ostatní hysterezní smyčky leží uvnitř této maximální a jsou si navzájem tvarově podobné.

Závislost $B = f(H)$ lze získat u jakýchkoliv materiálů, ale pouze u materiálů feromagnetických (ferimagnetic-



Obr. 60. Hysterezní smyčka feromagnetického materiálu

kých) tato závislost vykazuje hysterezi, tj. křivka magnetizace do kladných hodnot se odlišuje od křivky magnetizace do hodnot záporných. Touto odlišností křivek magnetizace vzniká plocha hysterezní smyčky.

Intenzita magnetického pole je z hlediska feromagnetického materiálu a jeho hysterezní smyčky veličinou budící. Magnetické pole je vyvoláno průchodem proudu I cívkou s počtem závitů N , které obepínají feromagnetické jádro. Uzavřená indukční čára, na které sledujeme velikost intenzity magnetického pole H má délku l . Máme-li uzavřené feromagnetické obvody (bez vzduchových mezer), pak tato délka siločáry je rovna střední délce siločáry právě v daném feromagnetickém materiálu a dá se tedy snadno geometrickými prostředky pro dané feromagnetické jádro změřit. Velikost intenzity magnetického pole H se pak vypočte ze vztahu (počet závitů N je číslo bezrozměrné):

$$H = I \cdot N / l \quad [\text{A/m}]$$

Vztah mezi B a H

Stejná příčina (tj. velikost intenzity magnetického pole H) vyvolá v různých materiálech různý následek (tj. magnetický tok Φ , resp. magnetickou indukci B).

Pro materiály, jejichž závislost $B = f(H)$ je lineární (např. vakuum), je převodní veličinou mezi H a B konstanta μ_0 , která se nazývá permeabilita vakua a má velikost $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-6} \text{ H/m} = 1,257 \cdot 10^{-6} \text{ V} \cdot \text{s} / (\text{A} \cdot \text{m})$.

Pro vakuum tedy platí:

$$B = \mu_0 \cdot H$$

Vzhledem k existenci i jiných materiálů, než je vakuum, zavádíme další veličinu, tzv. relativní permeabilitu μ_r , která udává, kolikrát je převodní veličina μ mezi H a B u jiných materiálů větší, než je uvedená konstanta μ_0 pro vakuum:

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad [\text{H/m}]$$

Ve vakuu je tedy $\mu_r = 1$, u jiných materiálů je závislost $B = f(H)$ nelineární a μ_r není konstanta (je ale vždy větší než jedna) a závislost $B = f(H)$ je nutno psát ve tvaru:

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r(H) \cdot H$$

resp.:

$$\mu(H) = dB/dH$$

U feromagnetických a ferimagnetických materiálů je závislost $B = f(H)$ nejen nelineární, ale pro danou velikost H existují (pro hysterezní křivku maximální velikosti) dvě hodnoty permeability μ . Pro buzení menší amplitudou H , než odpovídá maximální velikosti hysterezní smyčky pak existuje nekonečné množství dvojic hodnot relativní permeability μ_r . Největší velikost permeability lze tedy získat v nej-

strmější části křivky $B = f(H)$, nejmenší (prakticky nulové) v oblasti nasycení (saturace). Pro praktické velikosti relativní permeability platí $\mu_r \gg 1$.

Parametry hysterezní smyčky

Spojením konců smyček menších velikostí než je křivka maximální ($H = H_{\max}$) pro $H = 0$ až $H = H_{\max}$ získáme tzv. komutativní křivku (někdy se používá termín křivka hlavní magnetizace), která je pro magneticky měkké materiály shodná s křivkou prvotní magnetizace.

Saturační magnetizace B_s (obr. 61) je definována jako maximální hustota toku Φ , dosažitelná v daném materiálu (při velké intenzitě magnetického pole H) za dané teploty. Nad tuto mez B_s již dále není možné B zvětšit zvětšováním H .

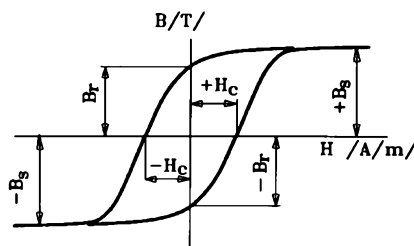
Technicky je B_s definována jako hustota magnetického toku Φ při intenzitě magnetického pole $H = 1200 \text{ A/m}$. Jak ukazují příslušné magnetizační křivky konkrétních materiálů, závislost $B = f(H)$ pro $H > 1200 \text{ A/m}$ již zůstává přibližně konstantní (platí pro všechny ferity s velkou permeabilitou $\mu_r > 100$).

Remanentní magnetická indukce B_R (viz obr. 61) je velikost stupně zbytkové magnetizace feritu po přeběhnutí hysterezní křivky (po odpojení zdroje, tj. pro $H = 0$). Pokud je intenzita vnějšího magnetického pole H redukována na nulu, ferit si stále uchovává určitou nenulovou hustotu magnetického toku Φ_R , závislou na materiálu (na tvaru hysterezní křivky). Magnetická indukce B může být redukována na nulu tím, že se připojí opačně orientovaná intenzita magnetického pole o velikosti $-H_c$ (tzv. koerktivní síla). Demagnetizačního stavu může být dosaženo také vložením materiálu do magnetického střídavého pole o vysokém kmitočtu při současném poklesem intenzity magnetického pole na nulu ($H = 0$) nebo překročením Curieovy teploty ($T \geq T_C$).

Permeabilita

Na základě hysterezních smyček pro různé elektromagnetické aplikace jsou definovány různé relativní permeability μ_r . Definice relativní μ_r je celá řada.

Počáteční permeabilita μ_i definuje relativní permeabilitu pro velmi malé



Obr. 61. Remanence, koerktivní síla a saturace na hysterezní smyčce

úrovně buzení a stanovuje nejdůležitější způsoby porovnání magneticky měkkých materiálů:

$$\mu_i = 1/\mu_0 \cdot dB/dH \quad \text{pro } H \rightarrow 0$$

Počáteční permeabilita je definována použitím uzavřených magnetických obvodů (uzavřené kruhové nebo válcové vinutí) pro $f = 1 \text{ kHz}$, $B < 0,25 \text{ mT}$ a $T = 25^\circ \text{C}$. Počáteční permeabilita je tedy definována jako poměr změny magnetické indukce B ke změně intenzity H magnetického pole a ve velmi slabých magnetických polích ($H \rightarrow 0$) je měřena s magneticky uzavřeným jádrem (toroidem). Měřicí velikost magnetické indukce se doporučuje menší než $0,25 \text{ mT}$.

Pouze menší část dnes používaných tvarů jader nemá uzavřenou magnetickou cestu (ostatní jádra, jako např. toroid, dvojité E a další jádra s dvojitou štěrbínou mají magnetickou cestu uzavřenou). Pokud nemá jádro uzavřenou magnetickou cestu (má např. vzduchovou mezeru), skládá se magnetický obvod z oblasti, kde $\mu_i \neq 1$ (feromagnetický materiál) a z oblasti, kde je $\mu_i = 1$ (vzduchová mezera). Na obr. 62 je změna tvaru hysterezní křivky, která vznikne vložením vzduchové mezery. V praxi bývá efektivní permeabilita μ_e definována pro jádra s definovanou vzduchovou mezerou:

$$\mu_e = (1/\mu_0) \cdot (L/N^2) \cdot \Sigma(I/A)$$

kde $\Sigma(I/A) = \Sigma(I_e/A_e)$ [$1/\text{m}$] je činitel tvaru jádra, L [H] je indukčnost cívky s daným feromagnetickým jádrem a N je počet závitů.

Činitele tvaru jsou efektivní rozměry, které lze spočítat z konkrétních rozměrů:

$$l_e = (\Sigma(I/A))^2 / (\Sigma(I/A)) \quad [\text{m}]$$

kde l_e [m] je efektivní délka celého jádra, l [m] je délka a A [m^2] je průřez jednotlivých částí magnetického obvodu.

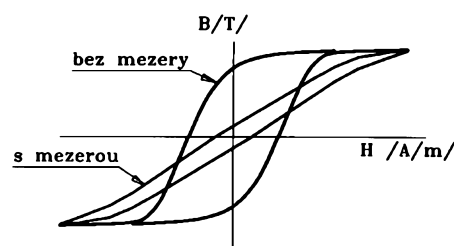
Efektivní plocha celého jádra A_e se pak vypočte ze vztahu:

$$A_e = l_e / (\Sigma(I/A)) \quad [\text{m}^2]$$

případně lze vypočítat i efektivní magnetický objem celého jádra jako:

$$V_e = l_e \cdot A_e \quad [\text{m}^3]$$

Tyto veličiny jsou individuální pro každé provedení cívky (ne jádra) a z nich a z dalších magnetických parametrů lze potom spočítat indukčnost cívky jako:



Obr. 62. Vliv vzduchové mezery na tvar hysterezní křivky jádra cívky

$$L = \mu_o \cdot \mu_r \cdot N^2 / (\Sigma(l_e / A_e)) ,$$

nebo v případě toroidu bez mezery:

$$L = (1/(2 \cdot \pi)) \cdot \mu_i \cdot \mu_o \cdot N^2 \cdot h \cdot \ln(d_a/d_i),$$

kde d_a [m] je vnější průměr toroidu, d_i [m] je vnitřní průměr toroidu a h [m] je výška toroidu (jedná se o toroid s obdélníkovým průřezem materiálu). Pro obvykle platnou aproximaci $d \ll l_e$ potom lze psát:

$$\mu_o = \mu_i / [1 + (\delta/l_e) \cdot \mu_i] ,$$

kde δ [m] je tloušťka vzduchové mezery.

Pokud je vzduchová mezera v magneticky uzavřeném jádru, toroidu nebo hermetizovaném jádru, je permeabilita menší, než u stejného jádra bez vzduchové mezery. Z těchto úvah je patrné, že relativní permeabilita je všeho možného, jen ne konstanta, jak se dříve nazývala. Ztrátový činitel $\tan \delta$ a teplotní koeficient pro jádra se vzduchovou mezerou se zmenšují v poměru μ_e/μ_i vzhledem k jádrům bez mezery.

Permeabilita může být také definována pomocí změny indukčnosti cívky jako:

$$\mu_{app} = L/L_o ,$$

kde μ_{app} je zdánlivá permeabilita, L je indukčnost cívky s jádrem a L_o je indukčnost cívky bez jádra.

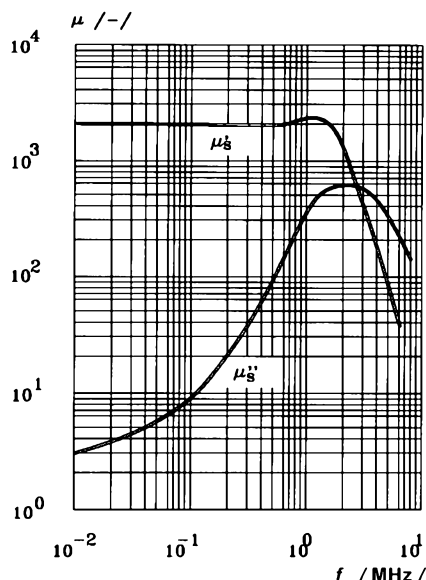
Definice zdánlivé permeability je obzvlášť důležitá pro specifikaci permeability trubkovitých, válcových a závitových jader, protože kvůli velké rozptylové indukčnosti cívky není možné stanovit jasný poměr mezi počáteční permeabilitou a efektivní permeabilitou. Konstrukce vinutí a prostorové uspořádání mezi vinutím a jádrem má rozhodující vliv na zdánlivou permeabilitu. Přesná specifikace zdánlivé permeability vyžaduje přesnou specifikaci uspořádání při vinutí. Zdánlivá permeabilita daného typu materiálu jádra je funkcí tvaru jádra, polohy vinutí vzhledem k jádru a parametrů vinutí. Jednoduché porovnání zdánlivých permeabilit jader různých materiálů je tedy možné jen tehdy, když jsou všechny tyto podmínky identické. Obecně je zdánlivá permeabilita menší než efektivní permeabilita.

Pro lepší porovnání feritových (obecně feromagnetických) materiálů a jejich kmitočtových charakteristik při velmi malých intenzitách magnetických polí (abychom mohli uvažovat fázový posun napětí a proudu) je užitečné zavést permeabilitu jako komplexní veličinu, tedy komplexní permeabilitu podle následujícího vztahu:

$$\mu^* = \mu_s' - j \cdot \mu_s'' ,$$

kde μ^* je komplexní permeabilita, μ_s' je její reálná část a μ_s'' je její imaginární část.

Použitím komplexní permeability můžeme spočítat komplexní impedanci jádra:



Obr. 63. Závislost reálné části μ_s' a imaginární části μ_s'' komplexní permeability na kmitočtu

$$Z^* = j \cdot \omega \cdot \mu^* \cdot L_o ,$$

kde L_o [H] představuje indukčnost cívky s jádrem s relativní permeabilitou $\mu_r = 1$ (s jádrem, tvořeným vakuem), ale s nezměněným rozložení magnetického toku (idealizace, kterou v praxi nelze realizovat, protože se při vyjmutí jádra z cívky změní tvar siločar).

Na obr. 63 jsou charakteristické křivky, které znázorňují reálnou a imaginární část komplexní permeability v závislosti na kmitočtu.

Reálná část μ_s' komplexní permeability je při nižších kmitočtech konstantní, při vyšších kmitočtech dosahuje maxima a potom klesá přibližně nepřímo úměrně s kmitočtem.

Imaginární část μ_s'' komplexní permeability se při zvyšování kmitočtu prudce zětšuje, v okolí kmitočtu, kde začíná reálná část komplexní permeability klesat, dosahuje imaginární část maxima a při dalším zvyšování kmitočtu se imaginární část opět zmenšuje.

Reverzní permeabilita je definována jako:

$$\mu_{rev} = 1/(\mu_o \cdot \lim(dB/dH))$$

pro $dH \rightarrow 0$ při $H_o = \text{konst.}$

Abychom změřili reverzní permeabilitu, superponujeme malé měřicí střídavé magnetické pole na magnetické pole stejnosměrné. V takovém případě je reverzní permeabilita hodně závislá na intenzitě H_o stejnosměrného pole, na geometrii jádra a na teplotě.

Když je feritové jádro magnetizováno stejnosměrným polem H_o , na které je superponováno střídavé pole, vyvolává toto střídavé pole malou, kopírnatě tvarovanou hysterezní smyčku, která se mění do lineární podoby (přímky) tím více, čím více se zmenšuje amplituda střídavého budicího pole. Sklon této smyčky odpovídá právě reverzní permeabilitě.

Amplitudová permeabilita μ_a je definována vztahem:

$$\mu_a = B_M / (\mu_o \cdot H_M) ,$$

kde B_M [T] je maximální hodnota magnetické indukce a H_M [A/m] je maximální hodnota intenzity magnetického pole.

Amplitudová permeabilita μ_a je tedy velikost permeability pro maximální použitelné velikosti magnetických veličin B nebo H před saturací.

Pro kmitočty hluboko pod kmitočtem omezení f_{cutoff} není amplitudová permeabilita kmitočtově závislá, ale je silně teplotně závislá.

Amplitudová permeabilita je důležitou definiční veličinou výkonových feritů, užívaných pro konstrukci cívek a transformátorů ve spínaných zdrojích. Je definována pro určitý typ jádra ve smyslu l_e , A_e , V_e a A_{min} (minimální ze všech průřezů v magnetickém obvodu, kde se dosáhne maxima magnetické indukce nejdrívě), viz předcházející popis veličin.

Uvedené druhy permeabilit a další magnetické parametry jsou obecně definovány jako materiálově specifikované veličiny. Pro konkrétní typ jádra jsou však tyto magnetické údaje ovlivněny z velké části také geometrií (tvarem) magnetického materiálu (jádra cívky). Proto je indukčnost vinutí na tenkém toroidním jádru (na jádru, které má průměr mnohem větší než průřez) definována jako:

$$L = \mu_r \cdot \mu_o \cdot N^2 \cdot A / l .$$

Vlivem různé geometrie mění magneticky měkké feritové materiály své parametry tak, že je nutné je individuálně zjišťovat a uvádět v katalogových specifikacích.

Indukční činitel A_L

Zdá se být užitečné zahrnout všechny magnetické parametry materiálu a geometrickou konstrukci jádra cívky do výpočtu indukčnosti nebo do výpočtu počtu závitů a nazvat to indukčním činitelem (faktorem, dříve konstantou) A_L .

Indukční činitel A_L je roven indukčnosti cívky na daném jádře, která má pouze jeden závit (ovin) vodiče. Velikost A_L je s výhodou v praxi vyjádřována v nH.

V praxi se neměří činitel A_L jako indukčnost cívky na daném jádře s jedním závitěm (byla by příliš malá), ale na dané jádro se navine N závitů, změří se indukčnost L cívky a činitel A_L se vypočte jako:

$$A_L = L/N^2 \quad [\text{nH}] .$$

Známe-li činitel A_L nějakého jádra, pak indukčnost cívky o N závitěch, navinuté na tomto jádru, vypočteme snadno jako:

$$L = A_L \cdot N^2 \quad [\text{nH}] .$$

Ztráty v cívce

Celkové ztráty P_v v cívce lze vypočítat jako:

$$P_v = U \cdot I \cdot \cos \varphi,$$

kde U [V] je napětí (střídavé) připojené na cívku, I [A] je proud cívkou a φ je fázový posun mezi U a I .

Výkonová ztráta P_v je funkcí teploty T , kmitočtu f , magnetické indukce B a je pochopitelně závislá i na feritovém materiálu a tvaru jádra.

Celkové ztráty v cívce ze skládají ze ztrát ve vinutí a ze ztrát v jádře.

Ztráty ve vinutí jsou dány ohmickým odporem vinutí a má na ně vliv skinefekt a efekty vzájemné vazby (vzájemná indukčnost vinutí) apod.

Ztráty feromagnetického jádra, i feritového, jsou přímo úměrné ploše oblasti, uzavřené hysterezní smyčkou.

Ztráty v jádře se skládají se ze tří částí - z hysterezních ztrát, ze ztrát vířivými proudy a ze zbytkových ztrát.

Díky velkému měrnému elektrickému odporu feritových materiálů mohou být ztráty vířivými proudy v používaném rozsahu kmitočtů (1 kHz až 2 MHz) zanedbány (kromě jader, která mají velký průřez).

Ztráty v reálné cívce vyjádříme tím, že v náhradním schématu reálné cívky zapojíme paralelně k ideální indukčnosti ztrátový odpor R_p nebo do série s ideální indukčností ztrátový odpor R_s , na kterých vznikají stejné ztráty, jako v reálné cívce. Samozřejmě ztrátové odpory nejsou konstantní, ale závisí na teplotě, kmitočtu atd., stejně jako ztráty v reálné cívce.

Ve feritových materiálech při slabém magnetickém poli H (do velikosti 2 A/m) je ztrátový odpor R_s jádra v podstatě tvořen zbytkovým ztrátovým odporem R_R a hysterezním ztrátovým odporem R_h . Ztrátový odpor vířivých proudů je zanedbatelný, protože ferity mají malou elektrickou vodivost, obzvlášť na nízkých kmitočtech do 20 kHz.

Ztráty pro malé signály jsou definovány ztrátovým činitelem $tg\delta$. Pro náhradní obvod se sériovým ztrátovým odporem je ztrátový činitel $tg\delta_s$ definován jako:

$$tg\delta_s = R_s / (\omega \cdot L_s) = \mu_p'' / \mu_p',$$

nebo pro náhradní obvod s paralelním ztrátovým odporem je ztrátový činitel $tg\delta_p$ definován jako:

$$tg\delta_p = (\omega \cdot L_p) / R_p = \mu_p'' / \mu_p',$$

kde R_s a R_p představují sériový a paralelní ztrátový odpor cívky a L_s a L_p představují sériovou a paralelní indukčnost cívky.

V jádrech s mezerou je ztrátový činitel $tg\delta$ zmenšen v poměru μ_e/μ_i . To vede k relativnímu ztrátovému činitele $tg\delta_e$, který je definován jako:

$$tg\delta_e = tg\delta \cdot \mu_e / \mu_i.$$

Tabulky materiálových vlastností rovněž udávají relativní ztrátový činitel

$tg\delta_e$. Ten je určen pro $f = 10$ kHz, $B = 0,25$ mT a $T = 25$ °C.

Zbytkový ztrátový odpor R_r je dán vztahem:

$$R_r = \omega \cdot L \cdot tg\delta_e.$$

Činitel jakosti Q cívky

Poměr reaktance $\omega \cdot L$ (přesněji induktance, tj. indukčního odporu ideální cívky) k celkovému odporu R_L vinutí cívky se také označuje jako činitel jakosti (kvality) Q :

$$Q = \omega \cdot L / R_L.$$

Celkový činitel kvality Q je nepřímo úměrný celkovému ztrátovému činitele $tg\delta$ daného vinutí. Je tedy závislý na kmitočtu, na indukčnosti, na teplotě, na druhu drátu vinutí a na permeabilitě jádra (tj. na pracovním bodě na hysterezní křivce).

Měřicí techniky určují ztráty v jádře a ztráty ve vinutí pouze nepřesně, zvláště pro zalitá jádra s mezerou. Výhodnější je proto znázornit ztráty jako závislost činitele Q na kmitočtu.

Závislost permeability na teplotě a Curieova teplota

Počáteční permeabilita je funkce teploty pro všechny materiály.

Podle definice představuje teplotní koeficient α permeability směrnici přímky, která odpovídá průměrnému sklonu křivky závislosti permeability na teplotě ($\mu = f(T)$) mezi referenčními teplotami T_1 a T_2 .

Pokud je křivka $\mu = f(T)$ v tomto teplotním rozsahu přibližně lineární, je aproximace dobrá, v případě velkých maxim (a tím i velkých nelinearit), což nastává hlavně u vysoce širokopásmových feritů, aproximace již není tolik přesná. Platí, že:

$$\alpha = (\mu_{i2} - \mu_{i1}) / [\mu_{i1} \cdot (T_2 - T_1)],$$

kde μ_{i1} je počáteční permeabilita a μ_{i2} koncová permeabilita při teplotě T_2 .

Důležitými parametry pro křivku $\mu = f(T)$ je umístění maxima imaginární složky komplexní permeability (SPM) a Curieovy teploty T_C .

V maximu imaginární složky komplexní permeability má jádro minimální ztráty.

Curieova teplota feritů (obecně feromagnetik) je teplota, při které ferity ztrácejí své magnetické vlastnosti, tzn., že jejich μ_i klesne na velikost rovnou jedné.

Je to způsobeno tím, že paralelní uspořádání elementárních magnetických dipólů (spontánní magnetizace) je zničeno zvětšující se tepelnou aktivitou magnetických domén.

U feritových materiálů pokles μ_i nastává velmi ostře. Ztráta magnetických vlastností je jev je vratný, když se teplota sníží pod T_C , ferimagnetické

ké vlastnosti magnetického materiálu se opět obnoví.

Vlastnosti feritů

Pokud bychom chtěli popsat mechanické vlastnosti nebo stabilitu feritového jádra, nejlepší metodou je uvážit obecné vlastnosti keramických materiálů.

Stejně tak, jako v případě keramiky, je feritové jádro křehké a citlivé na jakýkoliv šok, ohýbání nebo tah. Proto je jeho odpor k teplotní změně omežován teplotou (obvykle v ultrazvukové lázni). Pnutí v jádru pak klesá na 10 až 15 % počáteční maximální velikosti před teplotou.

Pnutí v jádře je následkem velké změny teploty při chlazení během výroby. Vnitřní pnutí je při teplotě v ultrazvukové lázni uvolněno „třesky“ v materiálu jádra, kterými se síla pnutí výrazně zmenší.

Namáhání v jádře ovlivňuje nejen mechanické vlastnosti, ale i magnetické vlastnosti. Lze také ukázat, že čím větší namáhání jsou v jádře, tím je počáteční permeabilita menší.

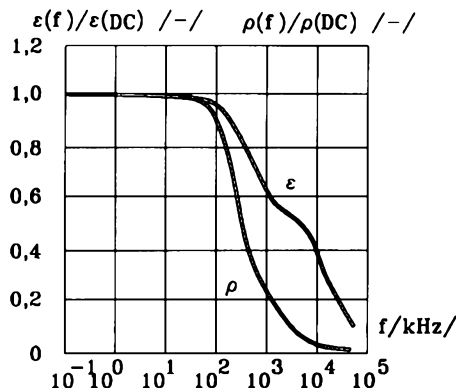
Vložení distanční vložky do feritového jádra (např. z plastické hmoty) může vyvolat namáhání jádra. Lze sledovat pokles permeability až o 50 %, záleží však na typu na materiálu. V případě plastické hmoty má vložka relativně největší možnou elasticitu, jiná média mohou být tužší.

Měrný elektrický odpor feritů

Při pokojové teplotě mají ferity měrný elektrický odpor ρ v rozsahu 1 až 10^5 Ωm , měrný odpor je zpravidla větší na hranicích zrna než uvnitř.

Měrný elektrický odpor feritového materiálu se při teplotě 100 °C uplatní méně než při teplotě 25 °C, protože roste se zvětšující se teplotou. Tento jev je důležitý především ve výkonových aplikacích z hlediska ztrát vířivými proudy.

Měrný elektrický odpor ρ a permitivita ϵ feritů se s rostoucím kmitočtem zmenšují (viz obr. 64).



Obr. 64 Kmitočtová závislost měrného odporu ρ a permitivity ϵ feritového jádra

Návrh cívky

Pro návrh cívky lze použít čistě početních metod, které jsou však značně nepřesné. Při takovém návrhu se pak parametry realizované cívky s feromagnetickým jádrem značně odlišují od navrhovaných.

Proto je vhodnější užívat graficko-početní návrh, při kterém se využívají materiálové křivky, dodávané výrobcí magneticky měkkých materiálů (v případě spínaných zdrojů vždy feritů).

Běžně udávané křivky $\mu_{\text{RES}} = f(H)$ dovolují přibližný výpočet změn střídavé permeability a indukčního činitele A_L z důvodů měnícího se magnetického předpětí materiálu vlivem změny intenzity magnetického pole H .

Než tedy začneme s výpočtem parametrů cívky a jejího jádra, musíme si určit intenzitu elektrického pole a její změnu v čase, způsobenou změnou proudu v čase.

Intenzita magnetického pole v jádře cívky je dána známým vztahem:

$$H_{\text{DC}} = I_{\text{DC}} \cdot N / l_e,$$

kde H_{DC} [A/m] je stejnosměrný pracovní bod na hysterezní křivce při protékání cívky s N závitů stejnosměrným proudem I_{DC} [A], je-li cívka navinuta na jádře, jehož efektivní (střední) délka siločáry je l_e [m].

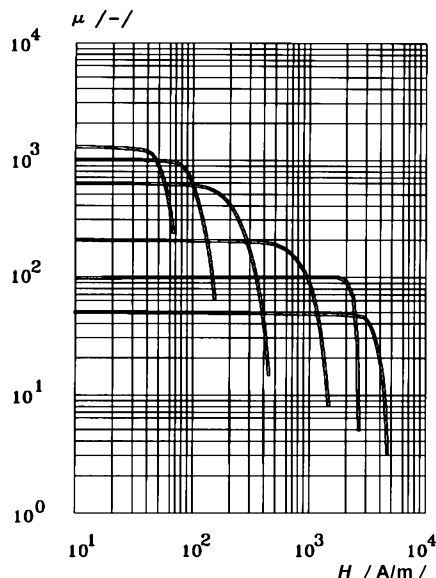
Z toho je patrné, že již na začátku návrhu cívky musíme předpokládat typ jádra (efektivní délka siločáry l_e je jedním z jeho katalogových parametrů). Typ (a velikost) předem zvoleného feritového jádra volíme s ohledem na přenášený výkon (ztráty jádra a jeho objem) a také vzhledem k počtu závitů, tj. tak, aby se vinutí do kostry tohoto jádra vešlo.

Volba jádra je však specifická pro konkrétní použití cívky (filtrační tlumivka, nárazová tlumivka, transformátor apod.) a tímto problémem se budeme konkrétně zabývat dále.

Nyní předpokládejme, že nějaké jádro již bylo vybráno. K tomuto jádru nalezneme v katalogu výrobce grafy, jejichž příkladem je graf pro materiál N48 na obr. 65. Na obr. 65 jsou křivky závislosti poklesu permeability na intenzitě magnetického pole, které byly měřeny při teplotě 20 °C a při kmitočtu 10 kHz, a které odpovídají zalitému jádru se střední mezerou. Jádra bez otvoru (série RM5 a RM14) mohou být zatěžována intenzitou stejnosměrného pole H , která je o 10 % větší.

Z grafu je patrné, že počáteční permeabilita (při malé intenzitě magnetického pole H) je konstantní až do jisté kritické velikosti H (na mezi saturace), kdy permeabilita začíná prudce klesat. Protože materiál nesmí být přesycen, můžeme z takových křivek určit maximální použitelnou hodnotu H pro stav před saturací.

Různé křivky na obr. 65 pro jeden materiál jsou uvedeny pro různé velikosti vzduchové mezery, jejímž vlivem se permeabilita zmenšuje. Jak je



Obr. 65. Graf závislosti poklesu permeability na intenzitě magnetického pole pro materiál N48

patrné, čím je vzduchová mezera větší, tím je menší počáteční permeabilita, ale tím je také větší intenzita magnetického pole, která přivede materiál do saturace a způsobí pokles permeability.

Křivky na obr. 65 jsou zajímavé pro cívky s jádry, používanými v transformátorech, protože magnetickému předpětí (stejnoseměrné předmagnetizaci jádra stejnosměrnou složkou proudu) se u těchto cívek v některých případech nelze vyhnout. Přesycení jádra lze však zamezit tím, že použijeme jádro s malou relativní permeabilitou, tj. s velkou vzduchovou mezerou (např. u filtrační cívky).

U geometricky podobných zalitých jader stačí k určení reverzní permeability aproximací jenom efektivní permeabilita aktuálního zalitého jádra (co se týče daných křivek). Při určování změn reverzní permeability při změně stejnosměrného pole o intenzitě H je efektivní permeabilita pro požadovaný indukční činitel A_L vzata jako přibližná velikost pro podobné jádro. Pokud

není křivka závislosti $\mu_{\text{RES}} = f(H)$ pro aktuální efektivní permeabilitu uvedena, je možné ji získat interpolací ze dvou sousedních křivek. Přirazená intenzita stejnosměrného pole může být vypočítána z rovnice pro výpočet H_{DC} po dosazení známé efektivní délky l_e předpokládaného jádra (jeho typu a rozměru).

Návrh výkonových transformátorů

Pro dvojčinná, jednočinná a bloková spojení, která se běžně používají ve spínaných zdrojích, je výkon P dán v podstatě objemem V transformátoru (včetně objemu vinutí).

Závislost přenášeného výkonu na objemu jádra pro vybrané typy jader a různá spojení spínaných zdrojů je na obr. 67.

Přenosový výkon P transformátorů lze přibližně vypočítat podle následujícího vztahu:

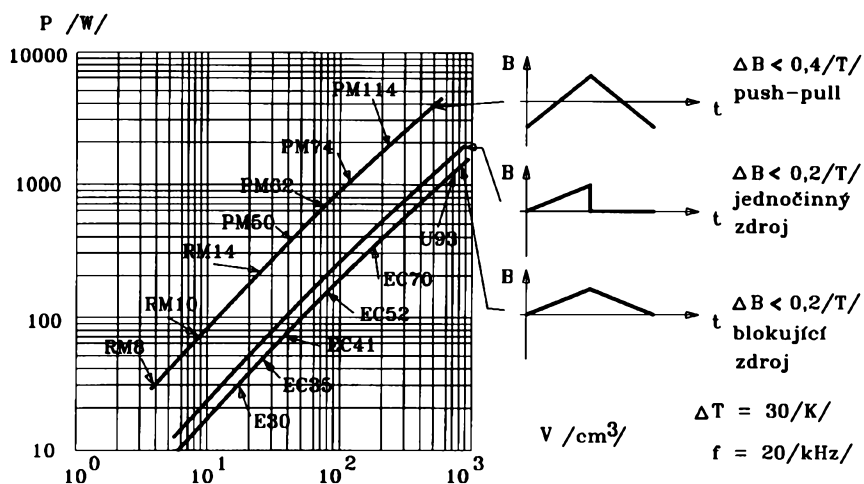
$$P = C \cdot f \cdot \Delta B \cdot j \cdot f_{\text{cu}} \cdot A_N \cdot A_e \quad [\text{W}],$$

kde pro spojení push-pull je $C = 1$, pro jednočinné spojení je $C = 1/(2 \cdot \sqrt{s}) = 0,71$ (pro střidu $s = t_r / T = t_r / T = 0,5$) a pro jednočinné blokující spojení je $C = 0,61$, f [Hz] je pracovní kmitočet spínaného zdroje, ΔB [T] je rozkmit indukce magnetického pole, vybuze proudem, který protéká cívkou (transformátorem), j [A/m²] je hustota proudu ve vodiči, f_{cu} je korekční činitel pro měď, A_N [m²] je průřez vodiče vinutí, a A_e [m²] je efektivní plocha okna cívky.

Tato jednoduchá rovnice zanedbává úbytek napětí na odporu vinutí, rozptylové indukčnosti, stejně tak jako magnetizační proud jádra jednočinným spojením.

Jádra cívek pro spínané zdroje

Materiály Ferroxcube řady 3C8/3C85 byly vyvinuty převážně proto, aby se vyhovělo stále narůstajícím požadavkům, kladeným na tlumivky a transfor-



Obr. 67. Závislost přenášeného výkonu na objemu jádra pro vybrané typy jader a různá spojení spínaných zdrojů

mátory ve zdrojích. Zvláště pak pro spínané zdroje pro kmitočty 10 kHz a vyšší. Na těchto vyšších kmitočtech jsou ztráty vířivými proudy velmi malé díky velkému měrnému elektrickému odporu materiálů Ferroxcube 3C8/3C85, jejichž impedance je přibližně konstantní při všech kmitočtech. Všeobecně to znamená, že takový transformátor může být daleko menší, než kdyby byl z vrstvených železných plechů.

Ferroxcube 3C8/3C85 je MnZn ferit který splňuje hlavní magnetické požadavky pro jádra zdrojových transformátorů. Tento ferit má velkou maximální magnetickou indukci B a velkou relativní amplitudovou permeabilitu μ_r , má velký měrný elektrický odpor ρ (a tím malé ztráty vířivými proudy), má vysokou Curieovu teplotu a stále magnetické vlastnosti až do teploty v okolí 200 °C a až do pracovní teploty 100 °C jeho ztráty klesají s rostoucí teplotou.

Výkonová zatížitelnost jádra transformátoru pro zvolené zapojení závisí na tvaru jádra a na velikosti plochy pro vinutí, což jsou konstanty daného jádra, které určují jeho použitelnost.

Při odvození podmínek práce pro transformátory se třemi vinutími je nutno brát v úvahu, že každé vinutí zabírá jednu třetinu z plochy pro celkové vinutí. To však platí pouze tehdy, když je třetí vinutí vinuto bifilárně s primárním vinutím a používá stejný typ drátu. Nicméně, protože třetí vinutí slouží obvykle pouze k přenosu magnetizačního proudu pro blokující měnič nebo k přenosu špičky proudu, způsobené rozptylovou indukčností měničů, je velikost proudu, tekoucího tímto vinutím jen malá. Proto je možné pro třetí vinutí použít slabšího drátu a třetí vinutí tedy může zabírat méně než třetinu z celkové plochy pro vinutí. V takovémto případě může být výstupní výkon větší až o 20 %.

Pokud jsou vícenásobná sekundární vinutí použita k napájení většího počtu výstupních usměrňovačů, měl by počet sekundárních vinutí odpovídat počtu sekcí vinutí primárních. Plocha tohoto primárního vinutí by měla být rozdělena mezi jednotlivé sekundární vinutí v poměru výkonu na každém z nich.

Teplota jádra

Teplota jádra transformátoru určuje maximální magnetickou indukci B (nebo magnetický tok Φ) pro dané jádro, při které ještě nenastává saturace. Křivky maximálního doporučeného toku Φ v závislosti na teplotě bývají rovněž nakresleny v příslušných katalózech k daným typům jader.

Při tvorbě křivek pro výběr jádra se uvažuje teplota 100 °C, protože při ní je jádro dostatečně výkonově využito, a přitom tato teplota nepřekračuje maximální provozní teplotu obvyklé používaného lakovaného drátu.

Magnetická indukce B

Aby se zabránilo přesycení jádra, nesmí hustota magnetického toku Φ (magnetická indukce B) převyšovat saturační hustotu toku Φ_s materiálu při teplotě 100 °C. Celkový povolený magnetický tok Φ je výsledkem této magnetické indukce B a spodní hranice minimální plochy jádra A_{min} a nesmí být překročen ani při přechodných podmínkách, kdy je připojena zátěž na výstup zdroje a je odebírána maximální proudy při minimálním napájecím napětím zdroje.

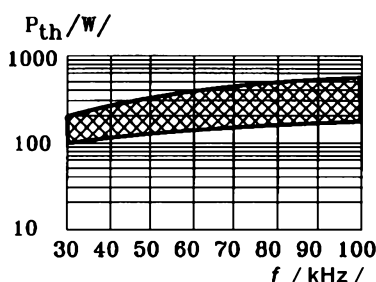
V podmínkách odběru proudu při minimálním napájecím napětí je magnetický tok redukován z maximální povolené velikosti. Při větším napájecím napětí smyčka zpětné vazby řídí střidu (snižuje výstupní proud) a tím udržuje konstantní magnetický tok v jádře.

Při návrhu křivek pro výběr jádra je poměr minimálního a maximálního napájecího napětí uvažován 1:1,72, neboť toto je podle experimentů nepoužívanější hodnota. Minimální napájecí napětí je definováno jako takové napětí, při kterém je činitel plnění (střída) $s = 0,5$.

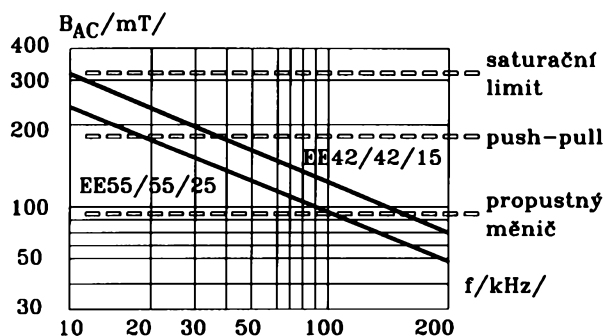
Postup výběru jádra

Postup výběru jádra tlumivky podle požadované velikosti akumulované energie vychází z grafů, které zobrazují závislost průchozího výkonu jádra na pracovním kmitočtu měniče.

Příklad takového grafu je pro jádro EE 42/42/15 na obr. 68. Jádro EE jsou dvě poloviny jádra ve tvaru „písmene“ E proti sobě, první číslo 42 vyjadřuje v [mm] výšku „písmene“ E, druhé číslo 42 vyjadřuje v [mm] dvojnásobek šířky „písmene“ E (tedy 2x 21 mm) a třetí číslo 15 vyjadřuje v [mm] tloušťku „písmene“ E.



Obr. 68. Oblast použitelnosti jádra EE42/42/15 pro měnič propustného typu



Obr. 69. Závislost rozkmitu magnetické indukce $\Delta B = B_{AC}$ na kmitočtu pro jádra typů EE 42/42/15 (horní čára) a EE 55/55/25 (spodní čára)

Na těchto grafech je pro každý typ jádra vyšrafovaná oblast doporučené použitelnosti.

Horní hranice této oblasti je tvořena křivkou maximálního průchozího výkonu v závislosti na kmitočtu při nejlepších pracovních podmínkách, tj. při maximálním využití okna vinutím, při zmenšené magnetické indukci B tak, že na vyšších kmitočtech je $\alpha = 1,72$, a při poměru $F_w/F_R = 0,5$, což je dosažitelné pouze na nižších kmitočtech se svazkovým vinutím.

Spodní hranici výkonové využitelnosti jádra je křivka výkonu v závislosti na kmitočtu pro základní návrh transformátoru. Základní návrh je jednoduchý, ovšem optimalizovaný, k vinutí je použit vodič o kruhovém průřezu a je předpokládáno optimální rozložení magnetické indukce $B = \Phi/S$ (plošné hustoty indukčního toku Φ).

Pro výběr jádra pro danou aplikaci nakreslete čáru na grafu pro požadovaný typ měniče (propustný měnič, vyvážený nebo nevyvážený dvojitý měnič, akumulací měnič) při požadovaném výstupním výkonu. Tato čára výkonu protíná použitelná jádra pro daný transformátor při daném kmitočtu. Vzdálenost pracovního bodu jádra od horní hranice oblasti udává stupeň využitelnosti jádra pro tento typ transformátoru.

Při návrhu musíme určit velikost magnetické indukce. Ve skutečnosti se však jedná o maximální rozkmit ΔB indukce, vyvolaný maximálním rozkmitem proudu ΔI cívky. Rozkmit magnetické indukce v závislosti na kmitočtu je pro konkrétní jádro a typ zapojení uveden v grafu, jehož příklad je na obr. 69 (na obr. 69 je rozkmit ΔB označen jako B_{AC}).

Vodorovné čárkované přímky na obr. 69 omezují použití jádra pro jednotlivé typy zapojení. Vzdálenost přímky pro zapojení typu push-pull od přímky saturačního limitu je rezervou v sytění jádra.

Z grafu odečítáme tak, že pro dané zapojení (vodorovné přímky) a daný kmitočet (svislá přímka) určíme pracovní bod pro použitý materiál, který udává doporučenou hodnotu rozkmitu hodnoty magnetické indukce $\Delta B = B_{AC}$.

Vícevrstvé vinutí

Vzhledem k tomu, že se málokdy podaří umístit požadované vinutí do jedné vrstvy, je nutno celkový počet

závitů daného vinutí rozložit do p vrstev a v každé vrstvě bude tedy N/p závitů. Vzhledem k danému počtu závitů N není však v každé vrstvě stejný počet závitů (číslo N není vždy dělitelné číslem p beze zbytku). Pokud však chceme, aby všechny vrstvy byly stejně široké, musíme s tím počítat v návrhu. Postup návrhu je opět seřazen do jednotlivých kroků.

Nejprve je nutno zjistit z empirického vztahu velikost čistého (ideálního) průměru d_{ids} měděného (Cu) vodiče s ohledem na efektivní kmitočet f_e (vliv skinefektu):

$$d_{id} = 2,6 \cdot [b_w / (N \cdot f_e)]^{1/3},$$

kde N je počet závitů cívky a b_w [mm] je šířka okénka v kostřičce cívky.

Po výpočtu průměru vodiče vybereme nejbližší větší vyráběný průměr d [mm] Cu vodiče a zjistíme průměr d_o [mm] zvoleného vodiče s izolací.

Vypočteme ideální počet vrstev p_{id} vícevrstvého vinutí:

$$p_{id} = N / [(b_w / d_o) - 1],$$

kde N je celkový počet závitů cívky, b_w [mm] je šířka okénka v kostřičce (šířka jedné vrstvy vinutí) a d_o [mm] je průměr zvoleného vodiče s izolací.

Tento vztah je však platný pouze pro průměr d_o , získaný z předchozího výpočtu. Je-li počet vrstev $p_{id} \geq 1,5$ a proudová hustota ve vodiči o průměru d_{id} je značně velká, je vhodnější vybrat jádro s širší kostrou cívky (větším rozměrem b_w). Pokud je $p_{id} \leq 1,5$, je vhodnější vinout místo drátu fólii (měděný pásek). Pro $p_{id} \leq 1$ je možné navrhnout jednovrstvé vinutí. Skutečný počet vrstev p volíme jako nejbližší vyšší celé číslo k číslu p_{id} . Zahrnuje to rezervu na mezery mezi závitů.

Výšku vinutí H [mm] vypočteme jako:

$$H = p \cdot (d_o + i),$$

kde p je skutečný počet vrstev vinutí, d_o [mm] je skutečný průměr měděného vodiče s izolací a i [mm] je tloušťka všech mezivrstevových izolací.

Tyto izolace jsou buď mezi každými dvěma vrstvami nebo po několika vrstvách. Závisí to na možném mezizávitovém napětí a na průrazné pevnosti izolace vodiče vinutí.

Pokud výška vinutí H [mm] přesahuje výšku okénka H_a [mm] v kostře cívky a současně je proudová hustota ve vodiči malá, lze redukovat počet vrstev p o jednu, vybrat nejbližší menší průměr d_o a opakovat výpočet výšky vinutí H .

Pro navržené vinutí vypočteme požadovaný činitel odporu:

$$F_R = R_{AC} / R_{DC} = 1 + 0,5 \cdot (d / d_{id})^6,$$

kde pro $F_R = 1,5$ je $d = d_o$ a pro $F_R \approx 1$ je $d / d_{id} < 0,7$,

Ztrátový výkon ve vinutí se vypočte ze vztahu:

$$P_W = I_e^2 \cdot R_{AC} = I_e^2 \cdot F_R \cdot R_{DC}.$$

Pro výpočet odporu měděného vodiče pro stejnosměrný proud platí přitom empirický vztah:

$$R_{DC} / l = 0,0283 / d^2 \quad [\Omega / m].$$

Fóliové vinutí

Pokud nám v předchozím výpočtu vychází velikost $p_{id} \leq 1,5$, je vhodnější realizovat vinutí měděnou fólií. Šířka fólie se rovná šířce okénka kostry cívky b_w [mm]. Další postup návrhu vinutí je obdobný předcházejícímu.

Ideální výšku (tloušťku) fólie volíme ze vztahu:

$$h_{id} = 3,1 \cdot (N \cdot f_e)^{-1/2}.$$

Minimální tloušťka fólie je:

$$h_{min} = 0,8 \cdot h_{id} \cdot \sqrt{N}.$$

Maximální tloušťka fólie je:

$$h_{max} = (H_a / N) - i,$$

kde i [mm] je tloušťka všech izolací, která je úměrná tloušťce fólie.

Pokud vyjde $h_{max} < h_{min}$, je vinutí nerealizovatelné.

Z dostupných fólií vybereme tu, jejíž tloušťka se pohybuje v rozmezí h_{min} a h_{max} . Tloušťku vybrané fólie nazvěme h .

Tloušťka vybrané fólie by se měla rovnat tloušťce h_{id} .

Pro navržené vinutí vypočteme požadovaný činitel odporu:

$$F_R = 1 + (h / h_{id})^4 / 3,$$

pro $h = h_{id}$ vychází $F_R = 1,33$, pro $h < 0,6 \cdot h_{id}$ je $F_R \approx 1$.

Ztrátový výkon ve vinutí se vypočte ze vztahu:

$$P_W = I_e^2 \cdot R_{AC} = I_e^2 \cdot F_R \cdot R_{DC}.$$

Odpor fólie pro stejnosměrný proud je dán vztahem:

$$R_{DC} / l = 1 / (45 \cdot b_w \cdot h) \quad [\Omega / m].$$

Toroidní jádra

Toroidní jádra nemají žádnou vzduchovou mezeru, mají velkou permeabilitu a vyzařují do okolí pouze malé rozptylové magnetické pole.

Toroidní jádra se používají v malých širokopásmových transformátorech a v pulzních transformátorech.

Toroidní jádra jsou rovněž vhodná pro tzv. proudově kompenzované tlumivky, které potlačují rušení v síťovém přívodu spotřebičů.

Proudově kompenzované tlumivky pracují jako diferenční transformátor, ve kterém napájecí proud spotřebiče nevytváří magnetický tok v jádře. Díky tomu tyto tlumivky nevnašejí žádnou impedanci do symetrického síťového proudového obvodu.

Nicméně pokud oběma vinutími protéká nesymetrický proud, rozdílovým proudem se vytváří v jádře magnetický tok a tlumivka do obvodu určitého impedanci vkládá.

Postup výběru jader pro transformátory do spínaných zdrojů

Pro výběr konkrétního jádra (jeho velikosti a materiálu) by se měl použít následující postup.

Definujeme přenášený výkon P_{trans} , určíme typ zapojení spínaného zdroje, opakovací kmitočet, maximální nárůst teploty a maximální objem jádra.

Na základě požadovaného výkonu vybereme podle tabulek kombinace možných tvarů a materiálů jader. Tabulky přiřazují kombinace tvaru a materiálu jádra (a objemu V) schopnosti přenášet výkon pro různá zapojení spínaných zdrojů při typickém a mezím kmitočtu.

Typický kmitočet f_{typ} je zde specifikován jako kmitočet, pro který jsou navrženy typické aplikace, nebo který slouží jako základní kmitočet pro garantování velikosti výkonových ztrát.

Mezní kmitočet f_{cutoff} určitého materiálu se vybírá tak, že nad tímto kmitočtem mají ostatní materiály výhodnější vlastnosti, a proto je lepší od daného materiálu upustit a zvolit jiný, který je pro vyšší kmitočet vhodnější.

Je pravidlem, že specifické pracovní podmínky dané aplikace nelze nalézt ani při typickém, ani při mezním kmitočtu.

Střední hodnoty pro P_{trans} lze přibližně stanovit z následujícího vztahu:

$$P_{trans}(f) \sim P_{trans}(f_o) \cdot \sqrt{(f / f_o)},$$

kde $f_o = f_{typ}, f_{cutoff}$.

Při konečném výběru tvaru a materiálu jádra musíme porovnat předběžně zvolený tvar a materiál jádra s příslušnými tabulkovými údaji.

Abychom mohli vybrat konkrétní typ a materiál jádra, je třeba vzít do úvahy objem jádra, příslušenství (kostru vinutí), indukční činitel A_L pro jádro bez mezery, indukční činitel A_L pro jádro s mezerou, minimální teplotu při daných ztrátách, Curieovu teplotu, saturační magnetizaci, charakteristiku magnetického předpětí a charakteristiku amplitudové permeability.

Specifické vlastnosti feritových materiálů, na kterých jsou založeny tabulkové výpočty, lze odečíst z tab. 1. Změna teploty ΔT_{max} je v tab. 1 součtem nárůstů teploty vlivem ztrát ve vinutí a v jádře.

Dále je ještě třeba uvážit, že:

- oblast použití propustných měničů je obvykle omezena pro kmitočty do 150 kHz,

- výkonové specifikace pro jádra z materiálů N49 a N59 by měly být vnímány jako aplikovatelné pro DC/DC kvazirezonanční spínané zdroje (funkce jednočinného propustného zapojení),

- maximální hustoty toku byly definovány pro jednočinné zdroje jako

Tab. 1. Specifické vlastnosti feritových materiálů

materiál	$\Delta T_{\max}$ K	f_{typ} kHz	f_{cutoff} kHz
N59	30	750	1500
N49	20	500	1000
N62	40	25	150
N27	30	25	100
N67	40	100	300
N87	50	100	500
N72	40	25	150
N41	30	25	100

Tab. 2. Tepelné odpory pro jednotlivé tvary jader výkonového transformátoru

jádro	R_{th} K/W	jádro	R_{th} K/W	jádro	R_{th} K/W
E20/6	50	ETD29	28	PM50/39	15
E25	40	ETD34	20	PM62/49	12
E30/7	23	ETD39	16	PM74/59	9,5
E32	22	ETD44	11	PM87/70	8
E40	20	ETD49	8	PM114/93	6
E42/15	19	ETD54	6	U11	46
E42/20	15	ETD59	4	U15	35
E47	13	ER42	12	U17	30
E55/21	11	ER49	9	U20	24
E55/25	8	ER54	11	U21	22
E65/27	6	RM4	120	U25	15
EC35	18	RN5	100	U26	13
EC41	15	RM6	80	U30	4
EC52	11	RM7	68	U93/20	1,7
EC70	7	RM8	57	U93/30	1,2
EFD10	120	RM10	40	UI93	5
EFD15	75	RM12	25	UU93	4
EFD20	45	RM14	18		
EFD30	25				

$\Delta B \leq 200$ mT (resp. $\Delta B \leq 50$ mT pro materiály N49 a N59) a pro dvojitinné zdroje jako $\Delta B \leq 400$ mT.

Typický tabulkový údaj výkonové kapacity $P_{V,\text{tot}}$ při typickém a mezním kmitočtu vychází z předpokladu, že nárůst teploty a ztráty v jádře a ve vinutí jsou rovnoměrně rozděleny.

Mezi výkonovou kapacitou $P_{V,\text{tot}}$ a tepelným odporem R_{th} obecně platí vztah:

$$P_{V,\text{tot}} = \Delta T / R_{\text{th}}$$

Specifikované velikosti tepelného odporu by se měly vnímat jako typické hodnoty založené na měření, kde vliv vinutí byl minimalizován na nejmenší proudění vzduchu při pokojové teplotě bez dalšího chlazení.

Tepelný odpor konkrétního vinutí lze určit pouze měřením na transformátoru, tedy změřením teplotního nárůstu v závislosti na stejnosměrné magnetizaci.

Tepelné odpory pro jednotlivé tvary jader výkonového transformátoru jsou uvedeny v tab. 2.

Spínané zdroje s obvody Maxim

Ačkoliv naprostá většina spínaných zdrojů využívá jevů, vznikajících na cívkách, není použití cívek ve spínaných zdrojích vždy nutné (do skupiny spínaných zdrojů s cívkami lze řadit i zdroje s transformátorem či s autotransformátorem, což je v podstatě cívka s odbočkou).

Spínané zdroje lze konstruovat na principu přepínání kondenzátorů. Základní princip této metody umožňuje snadné násobení vstupního napětí dvěma, případně jeho inverzi.

Metoda násobení napětí dvěma vychází z poměrně jednoduché představy nabíjení dvou kondenzátorů, kte-

ré jsou zapojeny paralelně. Po nabití se oba kondenzátory zapojí do série, takže je pak na nich dvojnásobné napětí.

Obdobně metoda inverze pomocí spínaných tranzistorů otáčí nabitý kondenzátor tak, aby oproti společnému vodiči mělo výstupní napětí polaritu opačnou.

MAX660

Představitelem skupiny obvodů s kombinovaným použitím je obvod MAX660. Při užití dvou vnějších kondenzátorů a diody násobí obvod vstupní napětí dvěma. Vstupní napětí U_{IN} může být v rozsahu +1,5 V až +5,5 V. Při vstupním napětí +5 V je maximální výstupní napětí +9,35 V.

Obvod se vyznačuje velmi malou vlastní spotřebou proudu (proud naprázdno), který je okolo 200 μA při maximálním výstupním proudu $I_{\text{OUT}} = 100$ mA.

Podobně jako ostatní obvody tohoto typu je i obvod MAX660 vybaven dalšími vstupy, které umožňují řadu dalších funkcí kromě prostého zdvojení napětí.

Obvod MAX660 se vyrábí i v pouzdře DIL8. Shodné rozmístění vývodů má i novější obvod firmy INTEL typu ICL7660.

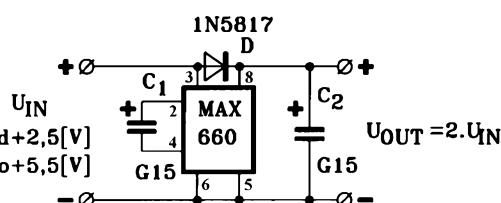
Schéma zdvojovače napětí je na obr. 70. Pro funkci zdvojovače potřebuje obvod MAX660 dva kondenzátory s minimální velikostí ESR (doporučená kapacita kondenzátorů je 150 μF , tato kapacita je na obr. 70 označena jako G15) a jednu diodu (nejlépe Schottky) s vypínací dobou, která odpovídá kmitočtu oscilátoru (maximálně 45 kHz).

Protože není zapojen vývod 1 (FC) ani 7 (OSC), pracuje obvod se základním kmitočtem 10 kHz. Pro každý kmitočet udává výrobce minimální kapacity kondenzátorů C_1 a C_2 , pro které výstupní odpor zdvojovače minimální.

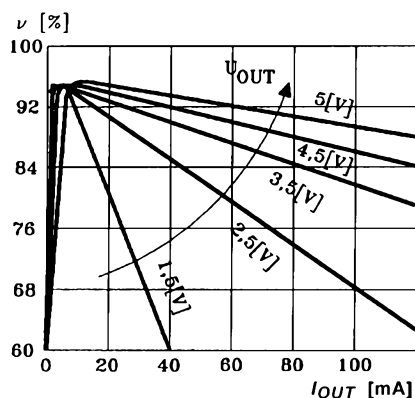
Pro kmitočet 10 kHz je pro dosažení minimálního výstupního odporu $R_{\text{OUT}} = 6 \Omega$ potřebná minimální kapacita 100 μF . Proto jsou voleny s rezervou kondenzátory s kapacitou 150 μF .

Pokud bychom využili možnosti zvýšit kmitočet vnitřního oscilátoru na 45 kHz spojením svorky 1 (FC) se svorkou 8 (+U), pak by pro stejný výstupní odpor R_{OUT} postačovaly kondenzátory o kapacitě 15 μF .

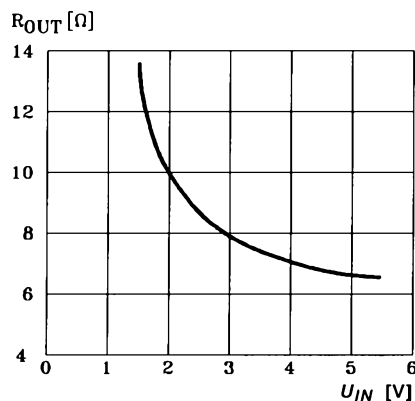
Naopak při snížení kmitočtu oscilátoru na 1 kHz vnějším kondenzátorem C_{EXT} mezi svorku 7 (OSC) a zem by bylo nutno pro dosažení výstupního odporu $R_{\text{OUT}} = 6 \Omega$ použít kondenzátory o kapacitách $C_1 = C_2 = 1000 \mu\text{F}$.



Obr. 70. Zdvojovač napětí s obvodem MAX660

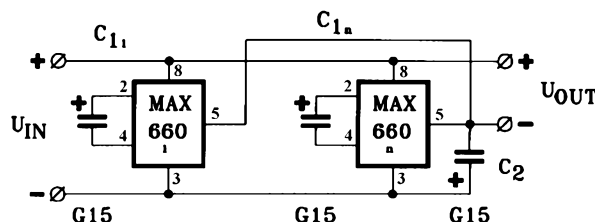


Obr. 71. Vliv parametrů na účinnost zdvojevače s obvodem MAX660



Obr. 73. Závislost výstupního odporu obvodu MAX660 na napájecím napětí

Obr. 72. Zmenšování výstupního odporu paralelním zapojením obvodů



Zdálo by se tedy, že použití vyšších kmitočtů je s ohledem na kapacitu vnějších kondenzátorů výhodnější. S rostoucím kmitočtem však narůstá vnitřní spotřeba obvodu (ze 100 μ A při 10 kHz na 1 mA při 100 kHz, tj. desetkrát) a klesá účinnost (např. z 96 % při 10 kHz a proudu $I_{OUT} = 10$ mA na 80 % při kmitočtu 100 kHz a stejném odběru proudu).

Účinnost zapojení je silně závislá jak na velikosti odebíraného proudu I_{OUT} , tak na požadovaném výstupním napětí - viz obr. 71.

Pokud je nutné zmenšit výstupní odpor, lze řadit několik (n) obvodů MAX660 paralelně (obr. 72). Každý z obvodů má vlastní kondenzátor C_1 (pumpovací), kondenzátor C_2 (zásobníkový) je společný pro všechny obvody dohromady, jeho kapacita však musí však být n -krát větší než kapacita kondenzátoru C_1 .

Když číslo n je počet paralelně zapojených obvodů a R_{OUT1} je výstupní odpor jednoho obvodu, je výstupní odpor R_{OUT} celého zapojení dán vztahem:

$$R_{OUT} = R_{OUT1}/n.$$

Z uvedených úvah vyplývá, že nemá smysl volit nejprve nízký pracovní kmitočet a potom získávat malý výstupní odpor paralelním zapojením obvodů.

Paralelní zapojení se užívá pouze tehdy, chceme-li zmenšit výstupní odpor pod velikost asi 6 Ω , která je pro obvod MAX660 velikostí minimální, a to za optimálních podmínek (obr. 73).

Na obr. 73 je dokumentováno, jak výstupní odpor závisí na vstupním napájecím napětí a je patrné, že nevhodnou volbou příliš malého vstupního napětí vlastně volíme výstupní odpor až dvojnásobný oproti jeho možné minimální velikosti.

Uvedené velikosti výstupního odporu jsou však platné pouze při použití

dostatečně kvalitních elektrolytických kondenzátorů na místě C_1 i C_2 , tj. kondenzátorů (nejlépe tantalových) s malým ekvivalentním sériovým odporem $ESR < 0,25 \Omega$, protože do výstupního odporu celého zapojení se jednotlivé odpory započítávají následovně:

$$R_{OUT} = R_{OUTMAX660} + 4 \cdot (ESR_{C1} + ESR_{C2}) = 5 + 4 \cdot (0,25 + 0,25) = 7 \Omega,$$

kde $R_{OUTMAX660}$ je výstupní odpor samotného obvodu MAX660 a ESR jsou ekvivalentní sériové odpory jednotlivých kondenzátorů.

Ne všechny vyráběné elektrolytické kondenzátory však těchto malých hodnot ESR dosahují. Pro oblast pokojových teplot jsou vhodné kondenzátory typu MAXC001, TDC, TDL, PF a PL) nebo kondenzátory 672D, 673D, 674D, 678D. Uvedené typy mají zaručovanou hodnotu $ESR < 0,2 \Omega$ při teplotách do -25°C .

Častou aplikací jednoduchých spínaných zdrojů bez indukčnosti je generování napětí opačné (záporné) polaritě vzhledem k napětí napájecímu

(kladnému). Tato potřeba vzniká buď při malém odběru proudu ze záporného zdroje, kdy se nevyplatí konstruovat samostatný zdroj, a nebo v případech, kdy ke stávajícímu zařízení je doplňován obvod, který vyžaduje obě polarity napájecího napětí.

Zdroj záporného napájecího napětí je nutný např. tehdy, když doplníme operační zesilovač do určitého obvodu po zjištění, že je zapotřebí větší zesílení, než bylo původně navrženo. Nejjednodušším zdrojem záporného napájecího napětí je invertor kladného napájecího napětí, zapojený podle obr. 74 s IO MAX660.

Obvod MAX660 lze zapojit nejen jako zdvojevač vstupního napětí (srovnej zapojení svorek na obr. 70), ale i jako invertor. Minimální napětí, při kterém obvod začíná pracovat, je přitom 1,5 V. Nejčastěji se však převádí napětí +5 V na -5 V. Přibližně platí, že $U_{OUT} = -U_{IN}$.

Pokud potřebujeme, aby výstupní napětí bylo nejen invertované ve své polaritě vzhledem ke společné vstupní a výstupní svorce, ale bylo i větší, pak je možné užít principu, znázorněného na obr. 75, tj. zapojit obvody MAX660 do kaskády.

Výstupním napětím $U_{OUT1} = -U_{IN}$ je podložen druhý obvod MAX660 tak, že výstup U_{OUT1} (vývod 5) prvního obvodu je spojen ze zemí obvodu následujícího (s vývodem 3). Potom výstupní napětí U_{OUT2} druhého obvodu je také rovno $-U_{IN}$, ale toto výstupní napětí je mezi svorkami 5 a 3 druhého obvodu.

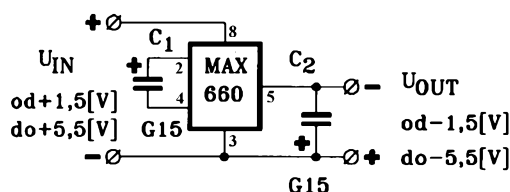
V případě použití dvou obvodů MAX660 se celkové výstupní napětí U_{OUT} nachází mezi svorkou 5 pravého obvodu a zemí a jeho velikost je dána součtem napětí:

$$U_{OUT1} + U_{OUT2} = -2 \cdot U_{IN}.$$

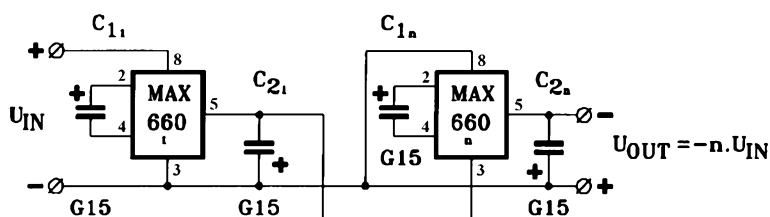
Zapojíme-li takovýmto způsobem více (n) obvodů za sebou, bude výstupní napětí mezi výstupem posledního obvodu a zemí dáno vztahem:

$$U_{OUT} = -n \cdot U_{IN},$$

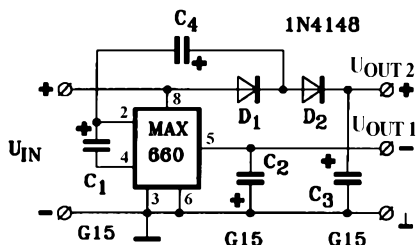
kde n je počet stupňů zapojení (počet obvodů MAX660).



Obr. 74. Invertor vstupního napětí



Obr. 75. Násobení invertovaného napětí



$$U_{OUT1} = -U_{IN}$$

$$U_{OUT2} = 2 \cdot U_{IN} - U_{FD1} - U_{FD2}$$

Obr. 76. Zdroj s výstupním napětím obou polarit s obvodem MAX660

Na obr. 76 je obvod MAX660 zapojen jako zdroj výstupního napětí obou polarit.

Záporné výstupní napětí U_{OUT1} (uvažované opět vzhledem ke společné zemní svorce) je vyrobeno běžným invertováním, jak bylo u tohoto obvodu popsáno dříve.

Kladné napětí U_{OUT2} je získáváno pomocí kondenzátoru C_4 , který je nabíjen a připojován do série s kondenzátorem C_1 . Diody D_1 a D_2 oddělují kladný výstup s větším napětím (téměř dvojnásobným) od napětí vstupního.

S využitím jednoho integrovaného obvodu tak lze získat dvě různě velká, navzájem invertovaná výstupní napětí.

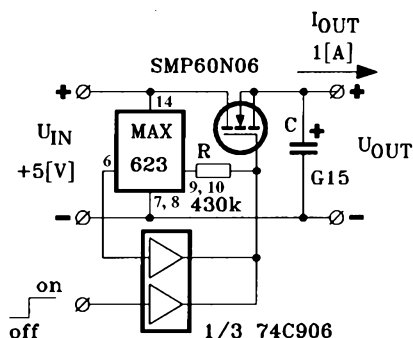
MAX622, MAX623

Dalším z řady základních obvodů, které umožňují násobit velikost vstupního napětí, je obvod MAX622. Uvedený obvod umožňuje násobit vícekrát, než dvakrát.

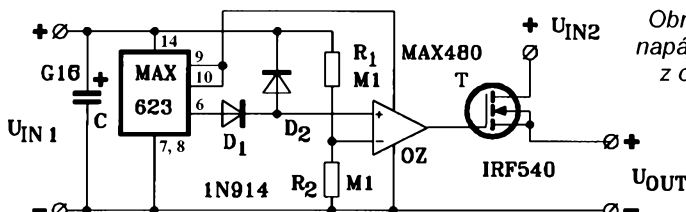
Obvod MAX622 potřebuje vnější kondenzátory C_1 a C_2 . Variantou tohoto obvodu je obvod MAX623, který má kondenzátory (o kapacitě 47 nF) integrované na čipu.

Princip činnosti těchto obvodů spočívá ve vícecestové nábojové pumpě. Časování pumpy probíhá ve čtyřech časových intervalech, které jsou řízeny logikou a kmitočtem vnitřního oscilátoru RC. Oscilátor pracuje typicky na kmitočtu 90 kHz.

Z uvedeného plyne, že časování nemůže být jednoduché (dvoutaktní), protože, má-li narůstat výstupní napětí o 11 V i při vstupním



Obr. 77. Spínač napájecího napětí, ovládaný signálem TTL



Obr. 78. Spínač napájecího napětí z odděleného zdroje

napětí 3,5 V, bylo by třeba použít v zapojení současně čtyř kondenzátorů ($4 \cdot 3,5 \text{ V} - U_{\text{spínač}} > 11 \text{ V}$).

Akumulační kondenzátor C_3 se nenabíjí přímo, ale je nabíjen postupně z kondenzátorů C_1 a C_2 , které se střídavě přepínají (násobení čtyřmi je převedeno na postupné sčítání).

Obvody jsou ještě dále doplněny signalizací činnosti PR (Power-Ready Output). Je-li na výstupu napětí $U_{OUT} > U_{IN} + 8,5 \text{ V}$, pak na výstupu PR je úroveň „log. 1“ (H) a při platnosti opačné nerovnosti je na výstupu PR úroveň „log. 0“ (L). Signál z výstupu PR lze využít pro ochranu obvodu před zkratem na výstupu zdroje.

V případě potřeby se obvody MAX622 nebo MAX623 chrání diodou, která se zapojuje mezi vstup a výstup.

Výstupní proud obvodu smí být max. 25 mA, proto musí být zatěžovací odpor:

$$R_Z > U_{CC}/25 \quad [\text{k}\Omega, \text{V}, \text{mA}]$$

Příklady použití obvodu MAX623 jsou na obr. 77 a na obr. 78.

Na obr. 77 je elektronický spínač napájecího napětí $U_{IN} = 5 \text{ V}$, který spíná do zátěže proud $I_{OUT} = 1 \text{ A}$. Jako spínací součástka je použit tranzistor MOSFET, který potřebuje pro ovládání elektrodu G napětí větší, než je U_{IN} . Ke zvětšení U_{IN} na velikost, potřebnou pro ovládání tranzistoru, je použit obvod MAX623. Elektroda G je přes rezistor R připojena k výstupu 9 a 10 obvodu MAX623 a napětím z tohoto výstupu je tranzistor udržován v sepnutém stavu. Signálem off/on se přes dolní hradlo 74C906 elektroda G uzemňuje a tím se tranzistor vypíná.

Aby nebyl tranzistor ohrožen přehřátím při nedokonalém sepnutí (při nedostatečně velkém napětí na elektrodě G), je jeho elektroda G ještě ovládána z výstupu PR (vývod 6) obvodu MAX623 přes horní hradlo 74C906. Pokud je na výstupu obvodu MAX623 dostatečné napětí, je na výstupu PR úroveň „log. 1“ (H) a horní hradlo dovoluje dolnímu hradlu sepnout tranzistor. Při nedostatečném výstupním napětí obvodu MAX623 je na výstupu PR úroveň „log. 0“ (L), horní hradlo uzemní elektrodu G a tím tranzistor trvale vypne.

Na obr. 78 je spínač napájecího napětí z odděleného zdroje U_{IN2} . Sepnutí spínače je podmíněno přítomností napájecího napětí U_{IN1} , které je menší než U_{IN2} . Jako spínací součástka je opět použit tranzistor MOSFET.

Dostatečně velké napětí pro ovládání tranzistoru je z napájecího napětí

U_{IN1} odvozeno obvodem MAX623. Výstupní napětí z obvodu MAX635 je na elektrodu G tranzistoru zavedeno přes operační zesilovač OZ. OZ je zapojen tak, aby chránil tranzistor před nedokonalým sepnutím.

MAX681

Vhodným přepínáním více kondenzátorů v integrovaném spínacím obvodu lze dosáhnout i situace, že jeden a tentýž integrovaný obvod na svých výstupech poskytuje jak kladné, tak i záporné napětí vzhledem ke společné zemní svorce. Obvykle tyto obvody umožňují i násobit vstupní napětí.

Obvod MAX681 má nabíjecí kondenzátory uvnitř pouzdra a nepotřebuje ke své činnosti žádné vnější součásti. Zapojení zdroje s výstupním napětím obou polarit s obvodem MAX681 je na obr. 79.

Podrobné technické údaje obvodu MAX681 jsou uvedeny v katalogu, ale jako zajímavost lze uvést alespoň některé z nich:

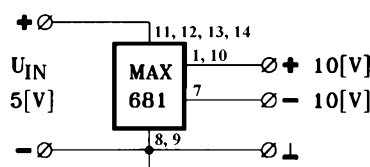
- Napěťová účinnost ($U_{OUT}/(2 \cdot U_{IN})$) převodu bez zátěže je od 97 do 99 %.
- Výkonová účinnost je větší než 85 %.
- Vstupní napětí je v rozsahu 1,5 až 6 V.
- Vlastní spotřeba proudu pouze 500 μA .
- Pracovní kmitočet 8 kHz.

Princip funkce obvodu MAX681 lze popsat na vnitřním zapojení - viz obr. 80. Obvod obsahuje vnitřní oscilátor, který generuje signál s pravoúhlým průběhem.

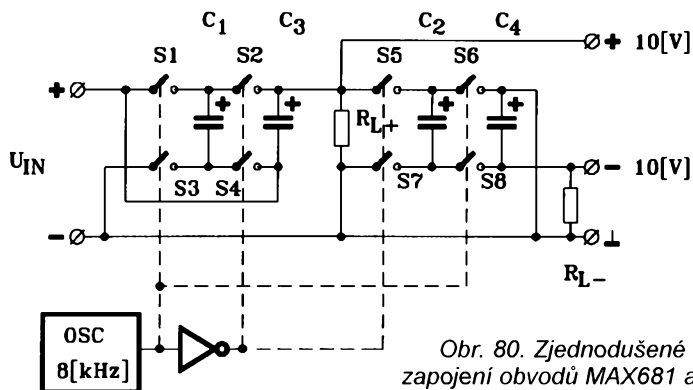
Signál z oscilátoru je přiváděn na spínače S1, S3, S6 a S8 a negovaný signál z oscilátoru je přiváděn na zbývající spínače S2, S4, S5 a S7. Je-li sepnuta první sada spínačů, je druhá sada vypnuta a naopak.

Uvažujeme jako první takt signálu stav, kdy je sepnuta první polovina spínačů (obr. 81) a jako druhý takt stav, kdy jsou naopak sepnuty spínače druhé skupiny (obr. 82).

Z obr. 81 je patrné, že během prvního taktu je kondenzátor C_1 připojen na napájecí napětí U_{IN} a kondenzátor C_3 je s ním v sérii, je tedy zapojen mezi kladnou svorku U_{IN} a kladnou

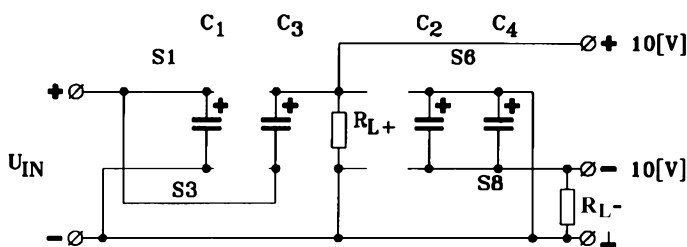


Obr. 79. Zdroj napájecího napětí obou polarit

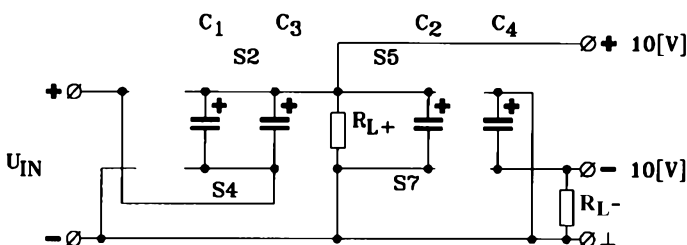


Obr. 80. Zjednodušené vnitřní zapojení obvodů MAX681 a MAX680

Obr. 81. První takt časování obvodu



Obr. 82. Druhý takt časování obvodu



svorku výstupního napětí +10 V. Napětí na obou kondenzátorech se však z hlediska výstupu sčítají, takže při $U_{IN} = 5$ V je na kladném výstupu U_{OUT} napětí +10 V.

Oba kondenzátory C_2 a C_4 záporné větve jsou během prvního taktu připojeny na výstup -10 V a tak tedy musí být na toto napětí nabitý z předcházejícího taktu.

Předcházejícím (a také následujícím) taktem je druhý takt (obr. 82), kdy nabitý kondenzátor C_1 je propojen paralelně s kondenzátorem C_3 a předává mu část svého náboje. Další část svého náboje odevzdává C_1 do výstupu a do vnitřní zátěže R_{L+} , která spolu s vnitřní zátěží R_{L-} zabezpečuje možnost odebrat proud mezi výstupy +10 V a -10 V, aniž by vnější zátěž byla spojena se zemí (a se zápornou svorkou vstupního napětí U_{IN}).

Navíc je z paralelní dvojice kondenzátorů C_1 a C_3 , zapojených v sérii se vstupním napětím U_{IN} , nabíjen ještě kondenzátor C_2 , a to na napětí 10 V. Kondenzátor C_4 zajišťuje během druhého taktu proud do výstupu záporného napětí.

Ve skutečném zapojení obvodu MAX681 jsou na místě spínačů použity různé tranzistory, zhotovené technologií CMOS. Systém pumpování energie (náboje) je poměrně složitý, ale zabezpečuje výše uvedené vynikající parametry obvodu.

Vynikající parametry však platí pro poměrně malé proudové odběry, dané

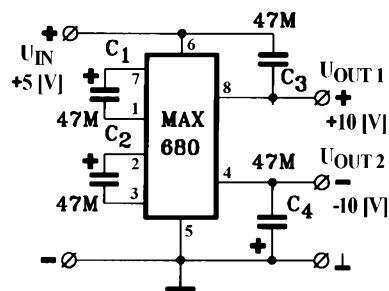
velikostí přenášených nábojů za jednotku času. Pokud budeme přenos náboje analyzovat z výkonového hlediska, vyplývá podstatný vliv malé kapacity použitých kondenzátorů C_1 a C_2 .

MAX680

Kapacity vnitřních kondenzátorů v obvodu MAX681 nemohou být v integrovaném provedení nijak velké.

Proto firma nabízí pod názvem MAX680 stejný typ obvodu, který však má vyvedené svorky vnitřních kondenzátorů na vývody pouzdra, takže kapacitu těchto kondenzátorů lze zvětšit vnějšími kondenzátory (obr. 83).

Protože jsme již popisovali jednotlivé takty časování odvodili, že druhé dva kondenzátory, tj. C_3 a C_4 jsou trvale připojeny na výstupní svorky, lze jejich kapacitu zvětšit připojením vnějších kondenzátorů bez nut-



Obr. 83. Zvětšení kapacit u MAX680

nosti vyvést svorky kondenzátorů C_3 a C_4 na vývody obvodu.

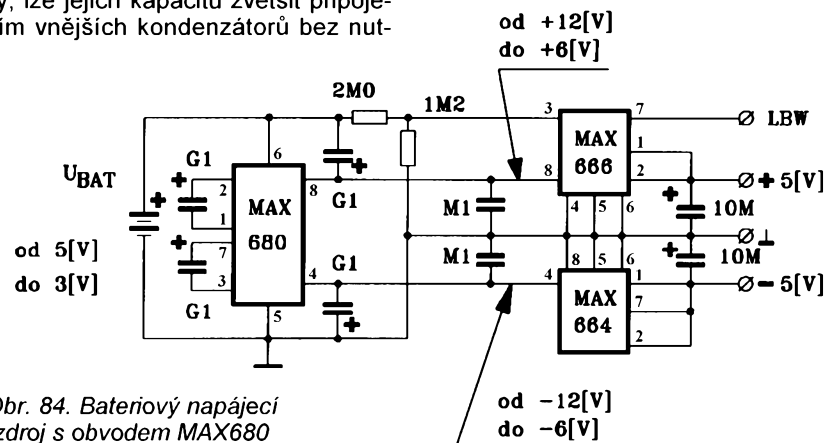
Výstupní proud do zátěže lze po připojení vnějších kondenzátorů zvětšit oproti obvodu MAX681 z 10 mA až na 75 mA. Tento proud je omezen vlastnostmi vnitřních spínacích tranzistorů, takže nemá smysl zvětšovat kapacitu kondenzátorů nad jistou mez, která je asi 100 μ F. S rostoucí kapacitou kondenzátorů však klesá zvlnění výstupního napětí při daném odběru proudu.

Obvod MAX680 se využívá zejména pro odvození napájecích napětí +5 V a -5 V ze vstupního napětí o velikosti přibližně 3 V, poskytovaného napájecí baterií. V kombinaci s lineárními stabilizátory +5 V a -5 V pak bateriový zdroj dosahuje parametrů, které lze charakterizovat jako velmi dobré, zejména pro přenosná zařízení.

Ve zdroji nevedí značné kolísání vstupního napětí při vybíjení napájecích akumulátorů, zdroj má relativně malý výstupní odpor a umožňuje odběr proudu v oboru desítek mA. Přitom lineárními stabilizátory zabezpečují malé kolísání výstupních napětí.

Příklad zapojení bateriového napájecího zdroje s obvodem MAX680 je na obr. 84. Obvod MAX680 má při kolísání vstupního napětí U_{BAT} a při různém zatížení výstupním proudem na svých výstupech napětí od 12 V (při $U_{BAT} = 6$ V) až po 6 V (při $U_{BAT} = 3$ V). To však nevedí lineárními stabilizátory MAX666 a MAX664, které stabilizují kladné výstupní napětí +5 V a záporné výstupní napětí -5 V.

Kvůli vyhlazení střídavé zbytkové složky výstupního napětí jsou oba výstupy obvodu MAX680 (vývody 8 a 4)



Obr. 84. Bateriový napájecí zdroj s obvodem MAX680

blokovány vůči vývodům 5 a 6 obvodu MAX680 kondenzátory o kapacitě 100 µF (G1). Toto řešení je možné použít pouze v případě, kdy je dynamický vnitřní odpor napájecího zdroje minimální, jak tomu bývá např. u akumulátorů.

Pokud by takovýto předpoklad neplatil, bylo by nutné přemostit napájecí baterii kondenzátorem s dostatečně velkou kapacitou a střídavě tak zkratovat oba póly baterie.

Mnohem praktičtější je však blokovat oba výstupy proti zemní svorce a tak se těmto problémům vyhnout. Takové řešení je upřednostněno u vstupních blokovacích (vysokofrekvenčních keramických) kondenzátorů o kapacitě 100 nF, které jsou připojeny mezi vstup 8 obvodu MAX666 a zem a mezi vstup 4 obvodu MAX664 a zem. I výstupy lineárních stabilizátorů jsou blokovány kondenzátory o kapacitě 10 µF proti zemi.

Přesto, že na obr. 84 jsou použity složitější integrované obvody pro stabilizaci výstupních napětí, jedná se stále o lineární stabilizátory. U těchto typů stabilizátorů je vhodnější na jejich výstup symetricky a co nejbližší k jejich vývodům připojit kondenzátory, které zamezují, aby se stabilizátory rozkmitaly.

I na zapojení z obr. 84, které je doporučované výrobcem MAXIM, je však patrné nedodržení tohoto principu. Na místě výstupních kondenzátorů o kapacitě 10 µF se doporučuje použít jen tantalových typů s minimální vlastní indukčností, ke kterým lze případně paralelně připojit bezindukční keramické kondenzátory o kapacitě 100 nF.

Zajímavostí zapojení na obr. 84 je výstup LBW (= Low Battery Warning, varování při malém napětí baterie), vyvedený z obvodu MAX666. Úroveň H na výstupu LBW indikuje malé napětí baterie.

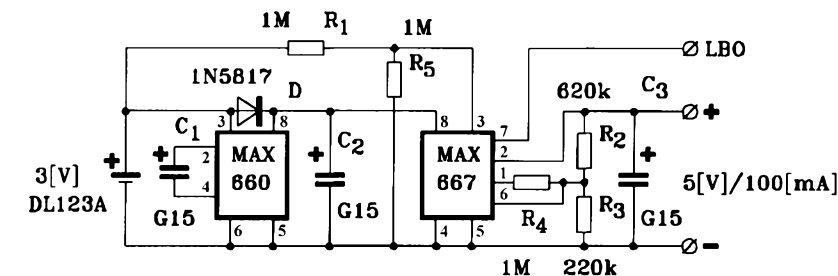
Napětí baterie je přes odporový dělič zavedeno na vývod 3 obvodu MAX666. Vývod 3 je invertujícím vstupem vnitřního komparátoru, který porovnává napětí na vývodu 3 s vnitřním referenčním napětím.

Požadovaná minimální velikost sledovaného napětí baterie (při které přepoklopí výstup LBW) je nastavena děličem z vnějších rezistorů o odporu 2 MΩ a 1,2 MΩ, který napětí z baterie zmenší na velikost:

$$U_3 = U_{BAT} \cdot 1,2 / (2 + 1,2).$$

Při $U_{BAT} = 3,5$ V je $U_3 = 1,313$ V. Protože vnitřní referenční napětí U_{REF} je 1,300 V, je napětí baterie 3,5 V právě minimálním napětím. Když napětí baterie klesne pod 3,5 V, nastaví se výstup LBW do aktivního stavu (do úrovně H). Rozdíl napětí U_3 a U_{REF} asi 13 mV potřebuje vnitřní komparátor na přepoklopení.

Výstup 7 (LBW) obvodu MAX666 je výstupem vnitřního komparátoru. Při poklesu napětí U_3 pod U_{REF} se na výstupu 7 objeví kladné napětí blízké



Obr. 85. Další bateriový napájecí zdroj s obvodem MAX680

napájecímu (úroveň H). Naopak, při U_3 větším než U_{REF} , je výstupní napětí na vývodu 7 přibližně nulové (vůči zemi) (úroveň L).

Další zapojení bateriového napájecího zdroje s baterií o napětí $U_{BAT} = 3$ V je na obr. 85.

Pokles napětí baterie (akumulátoru) pod hranici U_{BATmin} je indikován stavem výstupu LBO (= Low Battery Output, malé napětí baterie). Mezní napětí U_{BATmin} se určí ze vzorce:

$$U_{BATmin} = U_{REF} \cdot (R_1 + R_5) / R_5 = 1,255 \cdot (1 + 1) / 1 = 2,51 \text{ [V]}.$$

Lineární integrovaný stabilizátor MAX667, použitý v zapojení na obr. 85, má, na rozdíl od obvodu MAX666, nastavitelné výstupní napětí (odporovým děličem R_2 , R_3). Výstupní napětí obvodu MAX667 je určeno vztahem:

$$U_{OUT} = U_{REF} \cdot (R_2 + R_3) / R_3 = 1,255 \cdot (620 + 220) / 220 = 4,8 \text{ [V]}.$$

Spínané zdroje s kondenzátory však lze uplatnit i ve vysloveně výkonových aplikacích, použijeme-li je v obvodech pro buzení tranzistorů MOSFET.

S těmito tranzistory lze i poměrně malým příkonem ovládat velmi výkonné spotřebiče, jako je např. motor na obr. 86. Vzhledem k tomu, že chceme řídit nejen velikost otáček, ale i jejich směr, je mezi spínaný zdroj s MAX622 a tranzistory NMOSFET vložen ještě speciální budič obvodu DG303, který umožňuje i změnu směru otáčení.

Protože jsou všechny čtyři tranzistory buzeny proti zemi, lze je napájet i z jiného zdroje, než je zdroj napětí U_{IN} na obr. 86. Toto zapojení lze však použít jen do velikosti napájecích

napětí, která připouští obvod DG303, tj. do velikosti asi 16,5 V.

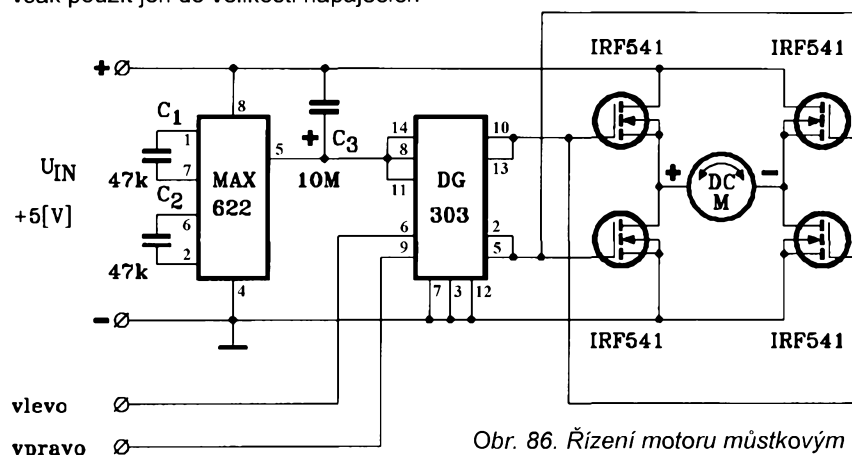
Na obr. 87 je schéma spínače několika napájecích obvodů. Výstupní napětím obvodu MAX622 je přes odělovací rezistory o odporu 1 MΩ ovládáno šest tranzistorů MOSFET, které spínají proud do jednotlivých oddělených zátěží.

Vlastní spínání je ovládáno obvodem 74C906, který obsahuje budiče s otevřeným kolektorem. Protože jsou tranzistory MOSFET ovládány napětím proti zemi, lze zapojení na obr. 87 modifikovat tak, že tranzistory mohou být napájeny z jiného zdroje než obvod MAX622, ba dokonce každý tranzistor může být napájen z jiného zdroje různě velkým napětím. Velikost těchto separátních napětí je omezena jen mezními parametry tranzistorů a nikoliv řídicím obvodem. Výstupní napětí U_{OUTn} se tedy mohou od sebe lišit, podmínkou je pouze to, že všechna napětí musí být vzhledem ke společné zemi kladná.

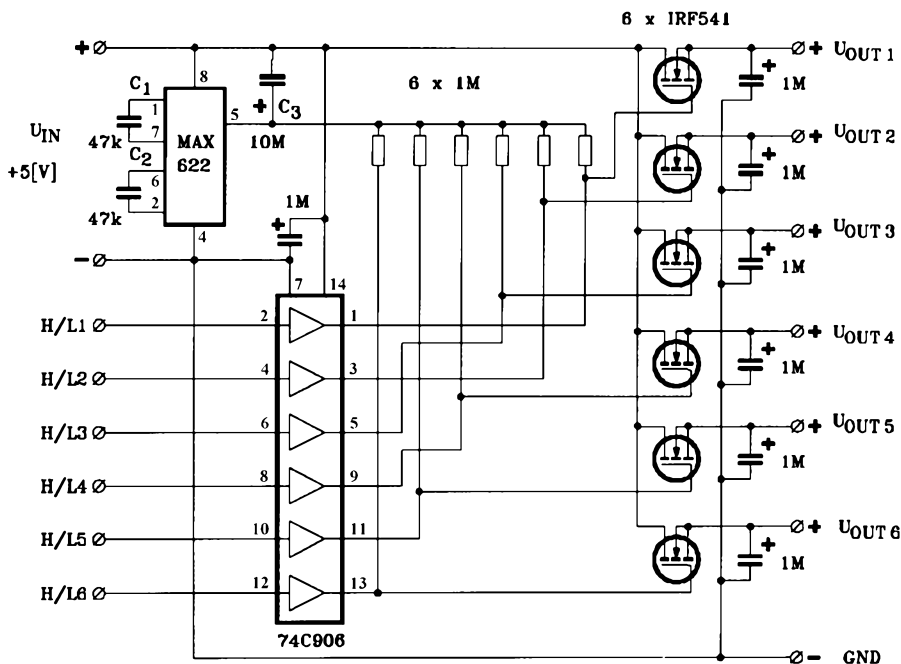
Počet spínaných kanálů v zapojení podle obr. 87 lze také dále zvětšit, je však třeba uvážit maximální výstupní proud I_{OUT} obvodu MAX622, který by neměl překročit 25 mA do všech sepnutých výstupů budičů s otevřenými kolektory.

Pokud naopak použijeme menší počet kanálů, lze zmenšit odpory odělovacích rezistorů až na 100 kΩ (pro jediný kanál).

Při ovládání velkého množství paralelně spojených vstupů tranzistorů MOSFET je někdy nutné uvažovat i velikosti kapacitních proudů do hradel tranzistorů MOSFET. Odpory od-



Obr. 86. Řízení motoru můstkovým obvodem s tranzistory MOSFET



Obr. 87. Spínač několika různých napájecích obvodů

dělovacích rezistorů s kapacitou hradel tranzistorů tvoří integrační články RC, jejichž zpožďující vliv může být nezanedbatelný.

MAX630

Zdroje, které mohou pouze zvyšovat vstupní napětí, vycházejí z principiálního zapojení, tj. vždy v nich najdeme cívku, připojenou jedním vývodem ke zdroji, paralelní spínač na zem a sériovou diodu, spojenou s výstupem.

Funkce těchto zdrojů byla na principiálním zapojení již popsána, ale jejich řešení s diskretními součástkami je v současné době již nepravděpodobné. Proto v této i v následujících kapitolách se budeme věnovat zapojením s integrovanými obvody pro řešení těchto typů zdrojů.

Představitelem této skupiny zdrojů, které mohou pouze zvyšovat vstupní napětí, je obvod MAX630.

Schéma spínaného zdroje s tímto obvodem je na obr. 88. Obvod obsahuje spínač S, realizovaný spínacím tranzistorem NMOSFET. Výstupní napětí zdroje je regulováno šířkovou modulací signálu s pravoúhlým průběhem, kterým je buzena elektroda G spínacího tranzistoru.

Elektroda G spínacího tranzistoru je buzena z výstupu klopného obvodu RS. Na jeden vstup klopného obvodu RS je přiváděn signál z vnitřního oscilátoru OSC, který má při kapacitě vnějšího kondenzátoru 47 pF kmitočet 40 kHz. Na druhý vstup obvodu RS je připojen výstup komparátoru, který porovnává výstupní napětí, zmenšené odporovým děličem R_1 , R_2 , s napětím referenčním, které poskytuje vnitřní referenční zdroj.

Pokud poklesne výstupní napětí, poklesne i jeho část, zmenšená vně-

ším děličem R_1 , R_2 , která je přivedena na vývod VFB (Voltage Feed Back = = napětový vstup zpětné vazby) obvodu MAX630. Když se napětí na vývodu VFB zmenší pod velikost referenčního napětí (1,31 V), přepoklopí se výstup komparátoru do vysoké kladné úrovně (H), která pro klopný obvod RS představuje stav „log. 1“.

Tranzistor NMOSFET je sepnut po dobu, dokud je na jeho řídicí elektrodě kladné napětí (tedy „log. 1“). Po tuto dobu roste proud vnější cívku L_x , která je připojena mezi kladnou svorku zdroje a vstup 3 (L_x) obvodu MAX630.

Prodloužením doby sepnutí tranzistoru NMOSFET se do cívky L_x nakumuluje větší energie a proud I_{Lx} cívku bude větší. Po vypnutí tranzistoru NMOSFET tento proud pokračuje

vnější diodou do výstupu, kde zvětšený proud na odporu zátěže vyvolá vzrůst výstupního napětí. Tím vzroste i napětí U_{FB} na vstupu VFB a komparátor přepoklopí zpět do stavu, kdy je na jeho výstupu „log. 0“.

Kmitočet f oscilátoru můžeme změnou kapacity kondenzátoru C_x nastavit podle potřeby v rozmezí od 100 Hz do 75 kHz. Kapacitu C_x vypočteme:

$$C_x = (2,14 \cdot 10^{-6} / f) - C_{INT}$$

kde kapacita C_{INT} o velikosti asi 5 pF je součet vnitřní a montážní kapacity.

Pro zlepšení stability kmitočtu se dále zapojuje mezi svorku VFB (vstup komparátoru) a vývod kladného výstupního napětí kompenzační kondenzátor C_c o kapacitě v rozmezí od 100 pF do 10 nF (viz obr. 89).

Obvod MAX630 obsahuje ještě další komparátor, který má vstup spojen s vývodem 1 obvodu. Tento komparátor se na funkci zdroje přímo nepodílí, u bateriových aplikací však slouží k indikaci poklesu napětí U_{BAT} napájecí baterie pod nastavenou mez.

Komparátor porovnává napětí na vstupu 1 s referenčním napětím 1,31 V. Mezní napětí U_{BATmin} napájecí baterie se nastavuje dělicím poměrem děliče R_3 , R_4 a pro odpory rezistorů R_3 , R_4 , uvedené na obr. 88 je:

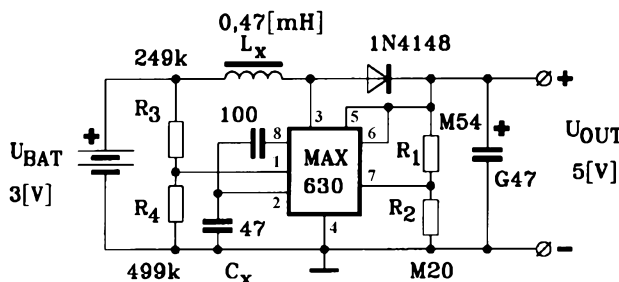
$$U_{BATmin} = U_{REF} \cdot (R_3 + R_4) / R_4 = 1,31 \cdot (249 + 499) / 499 = 1,964 \text{ V.}$$

Pokles napětí baterie je tedy indikován při zmenšení napětí baterie ze 3 V na asi 2 V.

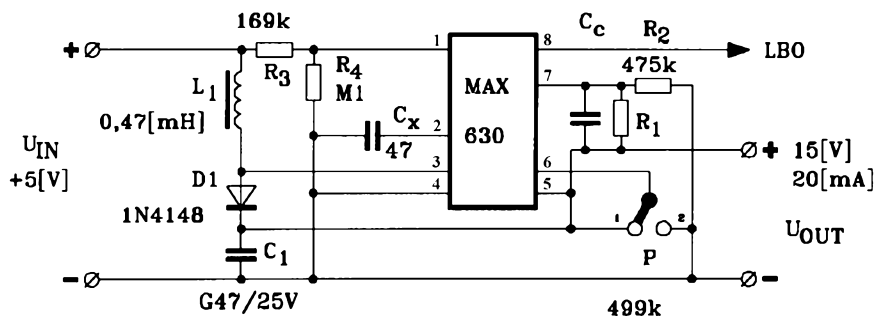
Výstupní napětí zdroje na obr. 88 je nastaveno děličem R_1 , R_2 :

$$U_{OUT} = U_{REF} \cdot (R_1 + R_2) / R_2 = 1,31 \cdot (54 + 20) / 20 = 4,847 \text{ V.}$$

Napájecí napětí obvodu MAX630 se připojuje na vývod 5 (+V_s). Připust-



Obr. 88. Základní zapojení nastavitelného zdroje s MAX630



Obr. 89. Vypínatelný zdroj 15 V/20 mA s MAX630

ný rozsah napájecího napětí je od 2 do 16,5 V.

Binárním signálem, který přivedeme na vývod 6 (I_C) obvodu MAX630, lze celý zdroj vypnout. Zdroj se vypne, když se napětí na vývodu 6 zmenší pod 0,2 V. V běžných pracovních podmínkách se často vývod 6 propojuje s výstupní svorkou zdroje. Je však třeba zajistit, aby tento vstup nemohl být napětově přetížen, a aby jím protékal určitý minimální proud. Proto je vhodné vývod 6 (I_C) spojit s výstupní svorkou zdroje přes rezistor o odporu:

$$R_{IC} < (U_{OUT} - U_{REF})/4 \quad [\text{k}\Omega, \text{V}, \text{mA}].$$

Schéma zdroje 15 V/20 mA, jehož výstupní napětí lze vypínat prostřednictvím vývodu 6, je na obr. 89. Napětí na vývodu 6 se ovládá přepínačem P.

Vzhledem k tomu, že vnitřní spínací tranzistor NMOSFET v obvodu MAX630 je dimenzován na mezni (střední = oteplující) proud 150 mA, je nutno zabezpečit, aby tento proud nebyl překročen. Pokud potřebujeme spínat větší proudy, je nutné posílit vnitřní tranzistor tranzistorem vnějším, který dovolí takový proud zpracovat. Maximální proud vnitřním tranzistorem však může být až 525 mA. Odpor sepnutého vnitřního tranzistoru je pod 4 Ω .

Pokud sami navrhujeme odporové děliče ve zdroji s obvodem MAX630, doporučuje se volit odpor rezistoru R_2 v intervalu 10 k Ω až 1 M Ω . Odpor rezistoru R_1 pak vypočteme:

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

Rovněž odpor rezistoru R_4 se doporučuje volit v intervalu 10 k Ω až 1 M Ω . Odpor rezistoru R_3 pak vypočteme:

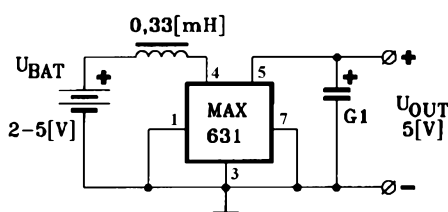
$$R_3 = R_4 \cdot (U_{BATmin} - U_{REF})/U_{REF}.$$

MAX631, 632, 633

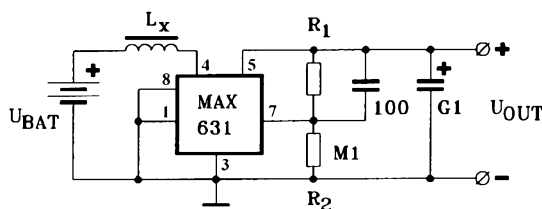
Snaha co nejvíce zjednodušit návrh spínaných zdrojů vede výrobce k integraci vnějších součástek do pouzdra integrovaného obvodu, a proto se vyrábějí integrované obvody s pevně nastaveným výstupním napětím.

Aby však i tyto obvody umožňovaly upravit velikost výstupního napětí, jsou konstruovány tak, že sice mají děliče R_1 , R_2 pro určité výstupní napětí vestavěno do pouzdra, ale vnějšími rezistory lze jeho dělicí poměr změnit a tím továrně nastavené napětí modifikovat.

Příkladem takových obvodů je řada MAX631, MAX632 a MAX633



Obr. 90. Zdroj s pevným výstupním napětím s obvodem MAX631



s výstupními napětími +5 V, +12 V a +15 V.

Příklad zapojení těchto obvodů je na obr. 90 pro obvod MAX631. Mezi vývody 4 a 3 je uvnitř opět zapojen spínací tranzistor NMOSFET, mezi vývody 4 a 5 je zapojena propustně polarizovaná dioda. Vývod 1 je vstup operačního zesilovače pro hlídání velikosti napájecího napětí. Výstup tohoto operačního zesilovače zde není použit (a není ani zakreslen), protože se nikam nepřipojuje.

Vývod 7 (VFB) je vstup pro zpětnovazební napětí, který umožňuje nastavit výstupní napětí U_{OUT} . Na obr. 90 je vývod 7 obvodu MAX631 spojen se zemí. Díky tomu je v činnosti vnitřní odporový dělič, který určuje výstupní napětí +5 V. Firma MAXIM vyrábí dvě varianty obvodů, řada A má vnitřně nastaveno výstupní napětí s přesností 5 %, řada B s přesností 10 %.

Vnějšími součástkami, které nelze integrovat na čip obvodu MAX631, jsou cívka o indukčnosti 330 μH a výstupní elektrolytický kondenzátor o kapacitě 100 μF .

Vstupní napětí U_{IN} (na obr. 90 je označeno jako U_{BAT}) může být pro všechny obvody řady v rozmezí od 2 do 16,5 V. Obvod MAX631 má vlastní spotřebu proudu 0,135 mA, obvod MAX632 má vlastní spotřebu proudu 0,5 mA a obvod MAX633 má vlastní spotřebu proudu 0,75 mA.

Kmitočet vnitřního oscilátoru je pevný (neovlivnitelný vnějšími součástkami) v rozmezí od 35 do 65 kHz se střídou v rozmezí 40 % < s < 60 %.

Pro návrh vnějších součástek obvodu je nutno dále znát odpor spínacího tranzistoru v sepnutém stavu (mezi vývody 4 (L_x) a 3 (GND)). Výrobce zaručuje odpor tranzistoru menší než 6 Ω při $U_{OUT} = 5$ V a menší než 3,5 Ω při $U_{OUT} = 15$ V. Úbytek napětí na integrované diodě, která je zapojena mezi vývody 4 a 5, nepřesahuje velikost $U_F = 1$ V při proudu diodou $I_F = 100$ mA.

Úprava velikosti výstupního napětí obvodů MAX631, 632 a 633 se provede vnějším děličem, složeným z rezistorů R_1 a R_2 . Dělič je zapojen mezi výstupní vývod obvodu a zem (obr. 91). Střed děliče se připojuje na vývod 7 (VFB). Zeslabené výstupní napětí U_{OUT} na tomto vývodu se porovnává s vnitřním referenčním napětím $U_{REF} = 1,31$ V. Protože výrobce doporučuje volit odpor rezistoru R_2 typicky 100 k Ω , je pro požadované U_{OUT} odpor rezistoru R_1 určen vztahem:

$$R_1 = R_2 \cdot (U_{OUT}/U_{REF} - 1) = 1 \cdot 10^5 \cdot (U_{OUT}/1,31 - 1).$$

Obr. 91. Úprava velikosti výstupního napětí

Když však podle tohoto vztahu pro určitou velikost výstupního napětí U_{OUT} vyjde odpor $R_1 > 50$ k Ω , pak je nutno pro stabilitu zpětnovazební smyčky připojit paralelně k rezistoru R_1 kondenzátor C_c . Kapacita kondenzátoru C_c se volí v rozmezí 100 pF až 10 nF (větší kapacita pro větší odpor rezistoru R_1).

Podobně doporučuje výrobce použít kompenzační kondenzátor C_c i v zapojení na obr. 90 (kondenzátor zde není zakreslen a není bezpodmínečně nutný). Kapacita kondenzátoru se volí podle předchozího doporučení a kondenzátor se zapojuje mezi výstup (vývod 5) a střed vnitřního děliče (vývod 8).

Detektoru minimálního napájecího napětí U_{BATmin} z baterie je možno opět využít k indikaci poklesu napájecího napětí (obr. 94).

Odpor rezistoru R_4 výrobce doporučuje volit v rozmezí 10 k Ω až 10 M Ω . Pro požadované U_{BATmin} se odpor rezistoru R_3 vypočte podle vzorce:

$$R_3 = R_4 \cdot (U_{BATmin}/U_{REF} - 1) = R_4 \cdot (U_{BATmin}/1,31 - 1).$$

Rezistor R_3 je zapojen mezi kladnou svorku (bateriového) napájení a vývod 1 (LBI), rezistor R_4 je zapojen mezi vývod 1 a zem.

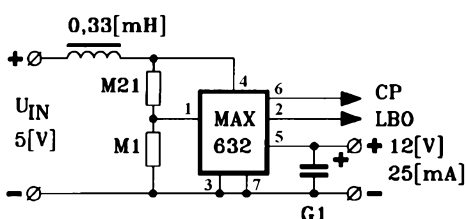
Pro konkrétní odpory rezistorů R_3 a R_4 na obr. 94 je minimální vstupní napětí U_{INmin} (při kterém zapíná indikace) dáno vztahem:

$$U_{INmin} = U_{REF} \cdot (R_3 + R_4)/R_4 = 1,31 \cdot (0,21 + 0,1)/0,1 = 4,06 \text{ V}.$$

Protože vývod 1 (LBI) je opět invertujícím vstupem komparátoru, pak při poklesu napětí na odbočce děliče R_3 , R_4 se dostane výstup komparátoru do kladné saturace (úroveň H).

Na výstup komparátoru je připojeno hradlo tranzistoru NMOSFET, který při úrovni H na výstupu komparátoru sepne, tj. výstupní vývod 2 (LBO) bude mít proti zemi malé napětí (saturační napětí vnitřního tranzistoru).

Tranzistor však nemá vnitřní kolektorový odpor (je zapojen s tzv. otevřeným kolektorem), je tedy nutno mezi



Obr. 94. Indikace poklesu napájecího napětí

menší referenční napětí $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$, tato velikost je použita i v obvodu MAX654), ani nelze provozovat vnitřní obvody s přijatelnou účinností.

Vnitřní napájecí napětí 12 V je přiváděno na neinvertující vstup vnitřního komparátoru, který je porovnává s napájecím napětím U_{CC} z vývodu 3.

Po náběhu vnitřního zdroje, tj., když vzroste napětí na kondenzátoru C_2 (svorka 2) nad velikost napájecího napětí U_{CC} , druhý spínací tranzistor vypne. Vývod napájecího napětí U_{CC} se připojí na kolektor hlavního spínacího tranzistoru (vnitřního nebo vnějšího). Pokud vnitřní obvod MODE CONTROL zjistí, že poklesl odběr proudu, pomocí obvodu STBY (= úsporný vyčkávací mód) spíná pomocný vnitřní tranzistor, který připojí vývod výstupního napětí na vnitřní napájecí sběrnici. Vnitřní napájecí napětí pak bude shodné s napětím výstupním, tj. bude pouze 4,5 až 5,6 V pro obvody MAX654, MAX655, MAX656 a MAX658 nebo 2,6 až 3,6 V pro obvody MAX657 a MAX659.

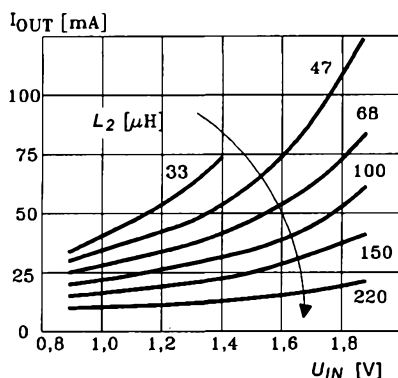
Informace o poklesu odběru proudu do zátěže musí být přivedena na vstup (CTL = Control). Pokud má CTL potenciál země, je to příkaz pro plný výkon, pokud není CTL spojen se zemí, odpovídá to stavu STBY (úsporný režim). Ukončení náběhu zdroje po jeho zapnutí a přechod ze stavu STBY indikuje vnitřní obvod PWR REDY (Power Ready Detector = detektor připravenosti zdroje k provozu) svým výstupem PR (vývod 11). Když je na vývodu PR vysoká úroveň napětí ($U_{PR} = U_{OUT}$), je indikována připravenost obvodu k činnosti.

Napětí $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$ vnitřního referenčního zdroje je spojeno s vývodem 4, na který se obvykle připojuje (co nejbližší k IO) vnější filtrační kondenzátor C_1 s malou vlastní indukčností (keramický) o kapacitě 10 nF. Referenční napětí se nemůže používat vně obvodu vzhledem k velkému vnitřnímu odporu referenčního zdroje.

Obvod obsahuje (stejně jako předcházející obvody) i možnost indikace příliš malého napájecího napětí. Vstupem pro sledování napájecího napětí je vývod 6 (LBI), napětí na tomto vývodu se porovnává s napětím 1,17 V! Výstupem indikačního obvodu je vývod 5 (LBO). Výstupem LBO smí téci proud max. 1,6 mA při nízké úrovni (L) a 1 μA při vysoké úrovni (H). Při napětí baterie 1,5 V není nutno před zavedením na vstup LBI napájecí napětí zeslabovat děličem, a proto se přivádí napětí z kladného pólu baterie přímo na vstup LBI (přes ochranný rezistor o odporu 47 k Ω).

Indukčnost pomocné cívky L_1 je výrobcem doporučována konstantní pro všechny aplikace, a to 4,7 mH.

Indukčnost hlavní pracovní cívky L_2 je závislá na typu obvodu, na vstupním napětí a na výstupním proudu a lze ji určit z grafu na obr. 100.



Obr. 100. Volba indukčnosti pracovní cívky pro obvod MAX654

Dioda se vzhledem k malému vstupnímu i výstupnímu napětí volí vždy typu Schottky a kapacita výstupního filtračního kondenzátoru se volí podle požadovaného zvlnění, ale vždy $C_{OUT} > 100 \mu\text{F}$ s minimálním ESR (efektivním sériovým odporem). Kondenzátor pomocného zdroje C_2 volíme obvykle o kapacitě 1 μF pro napětí $U_{C2} > 12 \text{ V}$.

Další zapojení zdrojů s obvody MAX630 a MAX633

Lze konstruovat také zdroje, které současně generují kladné i záporné napětí (vůči společnému vodiči).

Příkladem může být zdroj na obr. 101, který přeměňuje napájecí napětí +5 V na dvojici výstupních napětí +15 V/15 mA a -12 V/10 mA. Pokud by se na místě diod 1N4148 použily Schottkyho diody (např. 1N5817), pak by se velikost záporného napětí více

přiblížila hodnotě -15 V. Tento zdroj je výhodný v případech, kdy v obvodech s napájením +5 V pro obvody TTL potřebujeme použít jeden operační zesilovač. Potom není nutno napájecí napětí pro operační zesilovač vyrábět zvlášť v ústředním napájecím zdroji, ale můžeme ho získat popisovaným zdrojem přímo na desce.

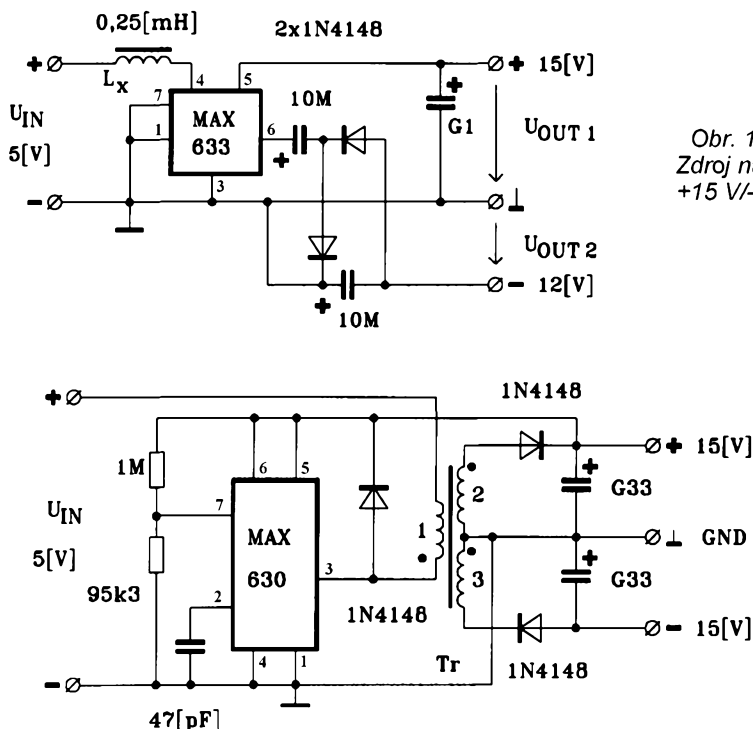
Vnitřní odpor obou větví zdroje podle obr. 101 je asi 100 Ω . Znamená to, že při odběru proudu 10 mA poklesnou obě výstupní napětí přibližně o 1 V.

Další způsob, jak získat symetrickou dvojici výstupních napětí, je zdroj s transformátorem podle obr. 102.

Jako pracovní cívka je zde použito primární vinutí 1 transformátoru Tr. V sekundárních vinutích 2 a 3 se změnou proudu v primární cívce 1 indukují napětí, která po usměrnění nabíjí kondenzátory o kapacitě 330 μF (G33) na jednotlivých výstupech.

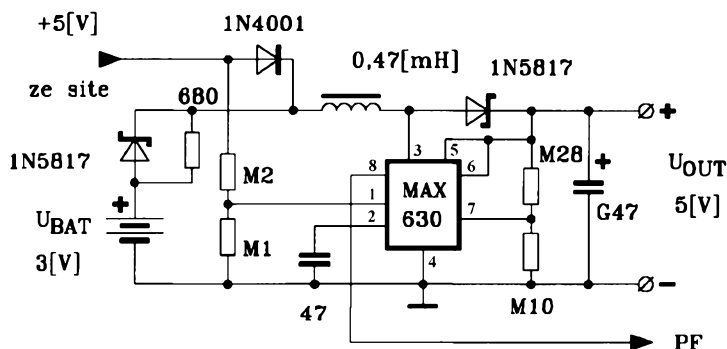
Protože je zpětná vazba odvozena od velikosti kladného výstupního napětí +15 V (přes dělič z rezistorů o odporech 1 M Ω a 95,3 k Ω na vstup zpětné vazby 7), mění se při změně zátěže kladné větve od 0 do 20 mA výstupní napětí záporné větve (zpětnou vazbou nestabilizované) v rozmezí od -14,4 do -13,6 V. Tuto nevýhodu by bylo možno odstranit navinutím čtvrtého, pomocného vinutí na transformátor Tr. Usměrněním napětí ze čtvrtého vinutí bychom získali informaci o středním zatížení sekundárních vinutí a teprve toto napětí bychom přivedli na zpětnovazební svorku 7 obvodu MAX630. Tím bychom se však dostali do vyšší kategorie spínaných zdrojů.

Transformátor Tr na obr. 102 je vinut na feritových jádrech EE s průře-



Obr. 101. Zdroj napětí +15 V/-12 V

Obr. 102. Zdroj s transformátorem



Obr. 103. Zdroj nepřerušitelného napětí

zem středního sloupku 14 x 8 mm, počet primárních závitů N_1 je takový, aby cívka L_1 měla indukčnost 220 μH (pokud neznáme vlastnosti jádra, je nutno odměřit experimentálně). Počty závitů sekundárních vinutí N_2 a N_3 jsou dány požadovaným výstupním napětím (převodem transformátoru).

Obecně nemusí mít výstupní napětí stejnou absolutní velikost a zdroj může mít i více než dva výstupy. Pouze z jednoho výstupu s kladným napětím lze však zavést zpětnou vazbu a tento výstup musí mít záporný pól spojen se záporným pólem napájecího zdroje 5 V a s vývodem 4 obvodu MAX630. Ostatní výstupy zdroje mohou být plovoucí.

Posledním zajímavým zapojením s IO řady MAX630 je zdroj nepřerušitelného výstupního napětí $U_{OUT} = 5 \text{ V}$, jehož schéma je na obr. 103.

Napájecí napětí $U_{IN} = +5 \text{ V}$ je získáváno ze síťového zdroje a je přiváděno do vstupu nepřerušitelného zdroje (do levého vývodu cívky) přes klasickou křemíkovou diodu. Do téhož vstupu je přes Schottkyho diodu 1N5817 (kvůli menšímu úbytku napětí) přiváděno napětí U_{BAT} ze zálohovací baterie.

Na vstup 1 indikátoru malého vstupního napájecího napětí je přes odporový dělič (z rezistorů o odporech 200 k Ω a 100 k Ω) přivedeno vstupní napětí, které je odvozoováno od sítě. Výstupem 8 (PF) je tedy indikována ztráta síťového napájení a přechod na napájení bateriové, které je obvykle časově omezeno kapacitou baterií. Čas do vybití baterie obvykle slouží k uchování dat, která by byla při ztrátě napájecího napětí u některých druhů pamětí nenávratně ztracena.

Rezistor o odporu 680 Ω , který je zapojen paralelně k Schottkyho diodě, zajišťuje při použití akumulátoru na místě baterie průběžné dobíjení akumulátoru ze síťového zdroje proudem:

$$I_{nab} = (U_{IN} - U_F - U_{BAT})/R = \\ = (5 - 0,7 - 3)/680 = 1,9 \text{ mA},$$

kde U_F je úbytek na Si diodě. Velikost dobíjecího proudu lze volit velikostí odporu rezistoru R , zapojeného paralelně k Schottkyho diodě.

Funkce a volba ostatních součástek zapojení byla vysvětlena již dříve.

Výhodou popisovaného zdroje nepřerušitelného napětí je zcela plynulý přechod ze síťového na bateriové napájení (a naopak), kdy ani velmi rychlé číslicové obvody nejsou ani na okamžik bez napájení.

MAX638

Integrovaných obvodů pro konstrukci spínaných zdrojů, které snižují vstupní napětí, je poměrně málo, protože snížit napětí lze velmi mnoha jednoduchými způsoby.

Tyto speciální obvody se vyznačují tím, že spínací tranzistor v jejich vnitřní struktuře není spojen se zemí, aby bylo možno realizovat snižující zapojení. Přitom obvykle nejsou žádné důvody, aby se tranzistor spojil se zemí vně obvodu. Z toho vyplývá, že všechny obvody, které jsou výrobci uváděny jako obvody pro snižování napětí, lze použít i pro zvyšování napětí.

Obvykle se tedy obvody, které umožňují snižovat i zvyšovat napětí, řadí mezi univerzální, a ty budou popsány v následující kapitole.

Zde budou uvedeny pouze typy, které jsou podle specifikace výrobce přímo určeny pouze pro snižování výstupního napětí. V případě popisovaných výrobků MAXIM to jsou typy MAX638, MAX730, MAX738, MAX750 a MAX758.

Základní zapojení spínaného zdroje, který snižuje výstupní napětí vůči napětí vstupnímu, je na obr. 104.

Obvod MAX638 je výrobcem navržen pro konstantní velikost výstupního

napětí $U_{OUT} = 5 \text{ V}$. Výstupní napětí je snímáno vnitřním odporovým děličem, který je připojen uvnitř struktury IO na vývod 1 (U_{OUT}). Pokud je vývod 7 (VFB = napěťový vstup zpětné vazby) obvodu spojen se zemí, pak je napětí ze středu odporového děliče (z vývodu 8) přiváděno na vnitřní zpětnovazební komparátor, který je porovnává s referenčním napětím 1,31 V. Výstup komparátoru ovládá klopný obvod, který mění střidu spínání vnitřního spínacího tranzistoru.

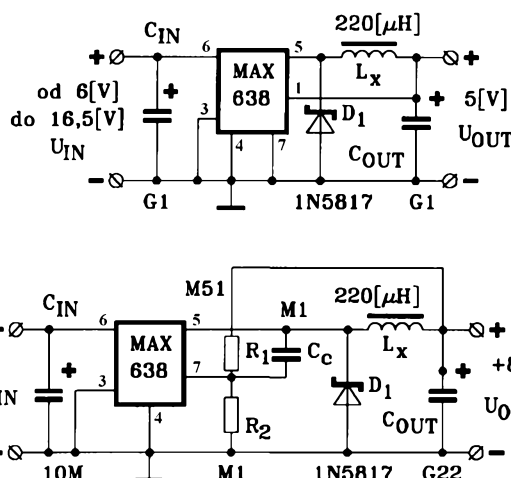
Obvod MAX638 obsahuje obvody indikace malého napětí napájecí baterie. Vstup 3 (LBI) je v aplikacích, kde podpětí baterie nesledujeme, nutno uzemnit a předejít tak možným zámkům této části obvodu a tím zvětšenému odběru proudu.

Vnitřní výkonový spínací tranzistor je typu PMOSFET a je možno jím spínat proud o velikosti 0,525 A při odporu sepnutého kanálu 5 Ω . Vstupní napětí může být max. 16,5 V, nejmenší velikost vstupního napětí musí odpovídat napětí výstupnímu (zapojení je snižující, tj. $U_{OUT} < U_{IN}$, což je dáno principem zapojení, viz obr. 2).

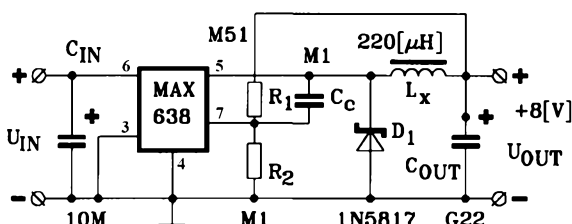
Vývod 8 (COMP) je určen pro připojení vnějšího blokovacího kondenzátoru C_c , který může být připojen mezi vývod 8 a zem (vývod 4) nebo častěji mezi vývod 8 a výstup (vývod 1). Kondenzátor C_c o kapacitě 100 pF až 10 nF se používá pro zmenšení obsahu střídavé složky, která se přenáší z výstupu odporovým děličem na vstup zpětnovazební komparátoru a mohla by způsobit zakmitávání celého systému.

Pokud vnitřní pomocný komparátor zjistí, že vývod 7 není uzemněn, očekává na něm napětí z vnějšího děliče zpětné vazby, který nahrazuje dělič vnitřní. Pomocný komparátor pak svým výstupem přepne vstup zpětnovazební komparátoru ze středu vnitřního děliče (z vývodu 8) na střed vnějšího děliče (na vývod 7).

Použití vnějšího děliče k nastavení výstupního napětí zdroje ilustruje obr. 105, kde je dělič z rezistorů R_1 a R_2 připojen mezi výstup zdroje a zem a střed děliče je spojen právě se vstupem VFB (s vývodem 7).

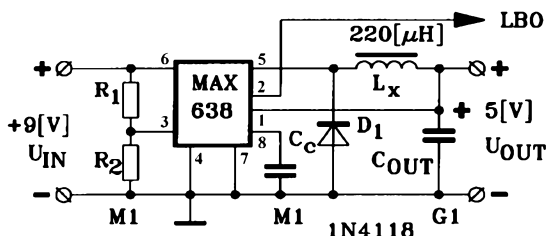


Obr. 104. Zdroj snižující napětí



Obr. 105. Nastavení jiného výstupního napětí obvodu MAX638 odporovým děličem

Obr. 106. Indikace malého vstupního napětí výstupem LBO



Protože výrobce doporučuje volit odpor rezistoru R_2 v intervalu od 10 kΩ do 10 MΩ (typicky 100 kΩ), pak odpor rezistoru R_1 vypočteme z požadovaného výstupního napětí 8 V:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 \cdot [(U_{OUT}/U_{REF}) - 1] = \\ &= 100 \text{ k}\Omega \cdot (8/1,31 - 1) = \\ &= 510 \text{ k}\Omega \quad (= \text{M51}). \end{aligned}$$

Kapacita výstupního kondenzátoru je doporučena větší než 100 µF s definovaným (malým) ESR.

Navíc (aby se zabránilo vf oscilacím obvodu) se doporučuje paralelně ke kondenzátoru C_{OUT} připojit keramický bezindukční kondenzátor o kapacitě 0,1 µF (na obr. 105 není tento kondenzátor zakreslen). Na místě diody D_1 lze užít jak klasickou křemíkovou diodu (1N4148), tak i Schottkyho diodu (1N5817), se kterou se dosáhne lepší účinnosti (zejména při menším vstupním napětí). Volba indukčnosti cívky L_x závisí na velikosti vstupního napětí U_{IN} a na výstupním proudu I_{OUT} .

Stejně jako u předcházejících obvodů je možno indikovat pokles vstupního napětí z napájecí baterie pod určitou hranici (obr. 106). Vstupní napětí se přivede přes odporový dělič s rezistory R_1 a R_2 na vstup 3 (LBI) obvodu a vnitřní komparátor je porovnává s referenčním napětím 1,31 V.

Odpor rezistoru R_2 doporučuje výrobce volit v intervalu od 10 kΩ do 10 MΩ (typicky 100 kΩ). Odpor rezistoru R_1 se vypočte podle požadovaného minimálního (mezního) vstupního napětí U_{INmin} :

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 \cdot ((U_{INmin}/U_{REF}) - 1) = \\ &= R_2 \cdot ((U_{INmin}/1,31) - 1) \quad [\Omega, V]. \end{aligned}$$

Výstup 2 (LBO) komparátoru indikačního obvodu má napětí blízké nule (potenciálu země) v případě, když je vstupní napětí menší než U_{INmin} , resp., když je napětí mezi vstupem 3 (LBI) a zemí menší než referenční napětí $U_{REF} = 1,31 \text{ V}$.

Úroveň H na výstupu oscilátoru se objevuje pravidelně v taktu, který odpovídá kmitočtu 65 kHz. Na výstupu vnitřního zpětnovazebního komparátoru je úroveň H jen tehdy, je-li napětí na vývodu 8 menší než napětí referenční, tj. než 1,31 V. Tento stav nastává, pokud se výstupní napětí zvětšuje. Jakmile výstupní napětí dosáhne svého maxima, překlopí komparátor a na jeho výstupu je nízká úroveň L. Po její inverzi bude na vstupu vnitřního spínacího tranzistoru úroveň H a tran-

zistor vypne. Obvod tedy pracuje se stálým kmitočtem, ale s proměnnou střídou.

MAX634

Stejně jako zdroje, které snižují výstupní napětí, i zdroje, které invertují polaritu vstupního napětí, potřebují mít ve své struktuře spínací tranzistor, který není žádnou svoji elektrodou spojen se zemí. Vzhledem k tomu, že však lze obvykle tento tranzistor uzemnit vnějším spojem, je možné obvody, které jsou určeny pro invertování polarity vstupního napětí, použít opět univerzálně. Přesto se některé obvody uvádí jako zvláště určené pouze pro invertory napětí. Jsou to obvody s označením MAX634, MAX635, MAX636, MAX637, MAX735 a MAX739.

Základní zapojení obvodu MAX634 je na obr. 107, kde je použito inverze při zachování rovnosti absolutních velikostí vstupního a výstupního napětí ($U_{IN} = -U_{OUT}$).

Protože obvod nemá vnitřní zpětnovazební dělič pro nastavení velikosti výstupního napětí, je nutno připojovat vždy vnější dělič z rezistorů R_1 a R_2 .

Pro vnitřní referenční napětí $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$, při volbě odporu rezistoru R_2 o velikosti 100 kΩ a při požadovaném výstupním napětí $U_{OUT} = 5 \text{ V}$ se vypočte odpor rezistoru R_1 podle vzorce:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 \cdot [(-U_{OUT}/U_{REF}) - 1] = \\ &= 10^5 \cdot [(5/1,25) - 1] = 3 \cdot 10^5 \Omega \quad (= \text{M30}) \end{aligned}$$

Vnitřní zapojení obvodu je prakticky shodné se zapojením předcházejí-

cích obvodů. Pouze záporné výstupní napětí (na vývodu 8) nelze přímo porovnávat s napětím referenčním $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$ (na vývodu 7). Vnější odporový dělič proto není spojen se zemí, jak bylo dosud zvykem, ale jeho spodní konec (levý vývod rezistoru R_2) se opírá o kladné referenční napětí +1,25 V.

Jestliže výstupní napětí U_{OUT} bude děličem R_1 , R_2 vyděleno právě tak, že vzhledem k levému vývodu rezistoru R_2 bude ve středu děliče napětí -1,25 V, pak na zpětnovazebním vstupu VFB (na vývodu 8) bude právě napětí nulové, takže stačí, aby vnitřní komparátor porovnával napětí ze středu zpětnovazebního děliče s nulou. Proto je invertující vstup komparátoru spojen přímo se zemí.

Odpor rezistoru R_1 pro zapojení s obvodem MAX634 je doporučen výrobcem a závisí na výstupním napětí U_{OUT} . Pro $U_{OUT} = -9 \text{ V}$ je $R_1 = 540 \text{ k}\Omega$, pro $U_{OUT} = -12 \text{ V}$ je $R_1 = 720 \text{ k}\Omega$ a pro $U_{OUT} = -15 \text{ V}$ je $R_1 = 900 \text{ k}\Omega$.

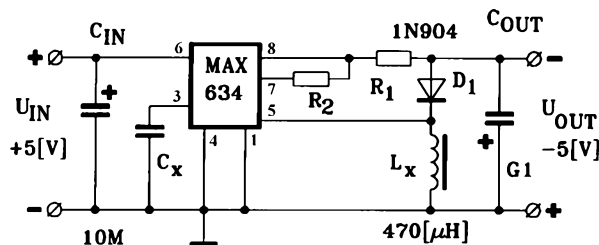
Výstup referenčního napětí U_{REF} na vývodu 7 se doporučuje blokovat proti zemi keramickým kondenzátorem o kapacitě 100 nF.

U invertujících zdrojů je potřeba dát pozor na polaritu diody, která musí být připojena na zápornou výstupní svorku svojí anodou.

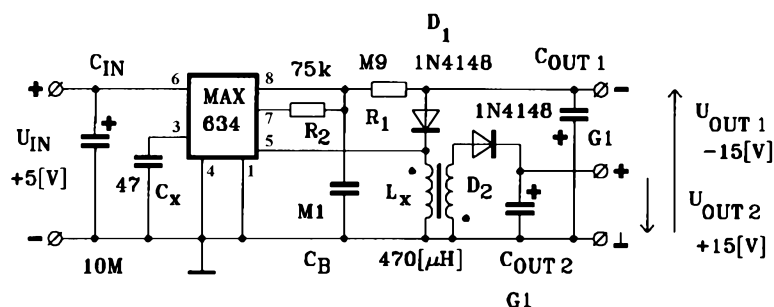
I obvodů, určených pouze pro inverzi, lze využít pro generování dvojice symetrických výstupních napětí (s opačnou polaritou vůči společné zemní svorce) - viz obr. 108.

Místo cívky použijeme transformátor a sekundární napětí usměrníme. Toto druhé napětí (na obr. 108 kladné) však není stabilizováno - zpětná vazba je zavedena pouze z výstupu záporného napětí.

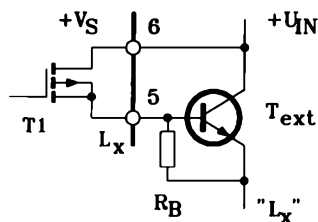
Je možné toto druhé napětí zcela odpojit od společného zemního vodiče a případně generovat druhé záporné napětí o jiné velikosti, než má hlavní výstupní napětí U_{OUT1} . Dokonce lze



Obr. 107. Základní zapojení invertoru napětí



Obr. 108. Zdroj dvojice výstupních symetrických napětí



Obr. 109. Připojení vnějšího bipolárního tranzistoru k obvodu MAX634

použit i více výstupních vinutí. Tato řešení jsou však diskutována dále. Pokud ponecháme odpor $R_2 = 75 \text{ k}\Omega$, pak změnou odporu R_1 na $750 \text{ k}\Omega$ lze změnit obě výstupní napětí na $+12 \text{ V}$ a -12 V . V obou případech je nutno přibližně dodržet indukčnost cívky primárního vinutí transformátoru, tj. $L_x = 470 \text{ }\mu\text{H}$.

Má-li jádro transformátoru rozměry středního sloupku $14 \times 8 \text{ mm}$ a nevíme-li nic dalšího o jeho parametrech (neznáme-li permeabilitu v pracovním bodě), musíme počet primárních závitů určit experimentálně tak, aby byla dodržena uvedená indukčnost primárního vinutí.

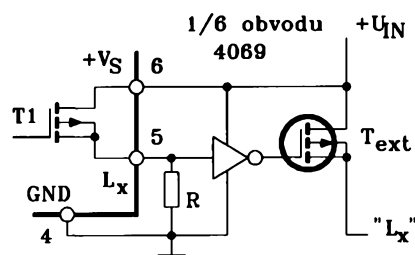
Mnohem častěji než několik záporných napětí však potřebujeme výstup z tohoto záporného napětí proudově posílit. To je možno dosáhnout pouze vnějším spínacím tranzistorem, který bude buzen tranzistorem vnitřním. Způsob připojení vnějšího bipolárního tranzistoru T_{ext} k obvodu MAX634 je na obr. 109.

Ze dvojice vnitřního tranzistoru T1 a vnějšího tranzistoru T_{ext} se vytvoří Darlingtonovo zapojení (odpor rezistoru R_B mezi bázi a zemí je $1 \text{ k}\Omega$). Původní výstupní vývod L_x se posune na výstup Darlingtonovy dvojice, kterým je emitor T_{ext} (tento výstup je rovněž označen L_x). Teprve do tohoto bodu se připojuje katoda vnější diody.

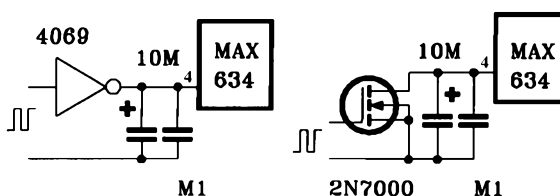
Druhou užívanou možností je buzení vnějšího tranzistoru (je-li PMOSFET) šestinásobným logickým invertorem 4069 (obr. 110).

Odpor zatěžovacího rezistoru R vnitřního tranzistoru T1 se zde volí přibližně $2,2 \text{ k}\Omega$. Bipolární tranzistor lze v zapojení užít také, ale doporučuje se Darlingtonovo zapojení vnějšího tranzistoru a paralelní řazení více invertorů (v jednom pouzdru 4069 jich je šest).

Sepne-li vnitřní tranzistor T1, pak ze zdroje napětí $+U_{\text{IN}}$ protече tranzis-



Obr. 110. Buzení vnějšího tranzistoru logickým invertorem



Obr. 111. Vypínání zdroje logickým invertorem nebo tranzistorem NMOSFET

torem T1 a rezistorem R proud, který na rezistoru R vytvoří úbytek napětí, představující pro logický invertor vysokou logickou úroveň (H). Na výstupu invertoru je pak nízká logická úroveň, tj. potenciál, blízký zemi. Kanál (substrát) vnějšího tranzistoru PMOSFET má tedy podstatně vyšší potenciál než jeho hradlo a vnější tranzistor tak spíná stejně jako vnitřní tranzistor.

Oddělíme-li napájecí napětí U_{IN} integrovaného obvodu MAX634 od napájecího napětí vnějšího tranzistoru, lze dosáhnout nejen většího výstupního proudu I_{OUT} , ale i většího invertovaného výstupního napětí $U_{\text{OUT}} > -U_{\text{IN}}$. Oba zdroje napájecích napětí však musí mít společnou zápornou svorku.

Vzhledem k velmi malé vnitřní spotřebě obvodu MAX634, kdy do vývodu GND vytéká i při maximálním napájecím napětím proud menší než $250 \text{ }\mu\text{A}$, lze s vývodem GND potenciálově pracovat, tj. lze mu podkládat kladné napětí. Po přivedení kladného napětí (proti zemi) na vývod GND se zmenší skutečné napájecího napětí obvodu (mezi svorkami 6 (+ U_x) a 4 (GND)) a obvod přestává pracovat. Vypnutím zdroje se tak dají obvody, které jsou tímto zdrojem napájené, snadno převést do stavu mimo provoz (tj. do stavu, který lze nazvat vypnutým nebo také nízkovýkonovým).

Z hlediska vlastního zapojení lze zdroj vypínat dvěma odlišnými způsoby. První způsob, který byl právě popsán, je přivést na zemní vývod 4 (GND) obvodu kladné napětí. To lze realizovat např. spojením vývodu 4 (GND) s výstupem ovládacího logického invertoru 4069, jak je znázorněno na obr. 111 vlevo.

Druhou možností, jak vypnout zdroj, je zcela odpojit vývod 4 (GND) od země napájecího zdroje. Ke spíná-

ni vývodu 4 (GND) se zemí lze použít např. tranzistor NMOSFET - viz obr. 111 vpravo.

V obou případech ovládáme vypnutí zdroje logickým signálem. Vývod 4 (GND) se doporučuje blokovat paralelními kondenzátory o kapacitě $10 \text{ }\mu\text{F}$ a 100 nF , aby se při jeho odpojení potlačila nestabilita obvodu.

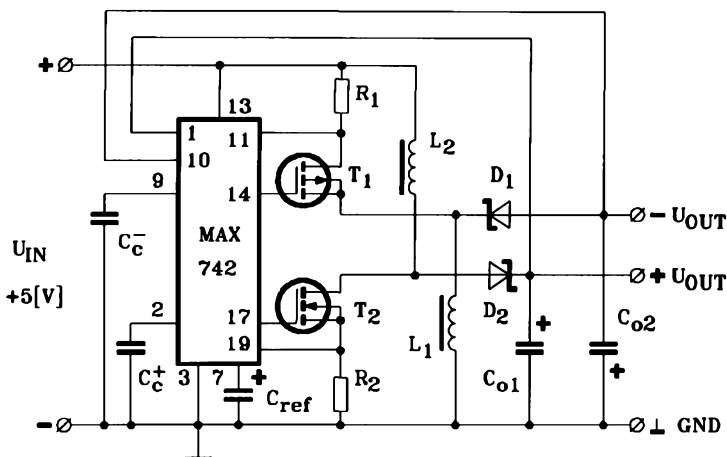
MAX742

V předcházejícím popisu zdrojů bylo několikrát ukázáno řešení dvojí-
tých (často nesymetrických) zdrojů, které vzhledem k zemní svorce napájecího napětí (obvykle je to záporná svorka napájecího zdroje) poskytují dvojici výstupních napětí opačné polarity.

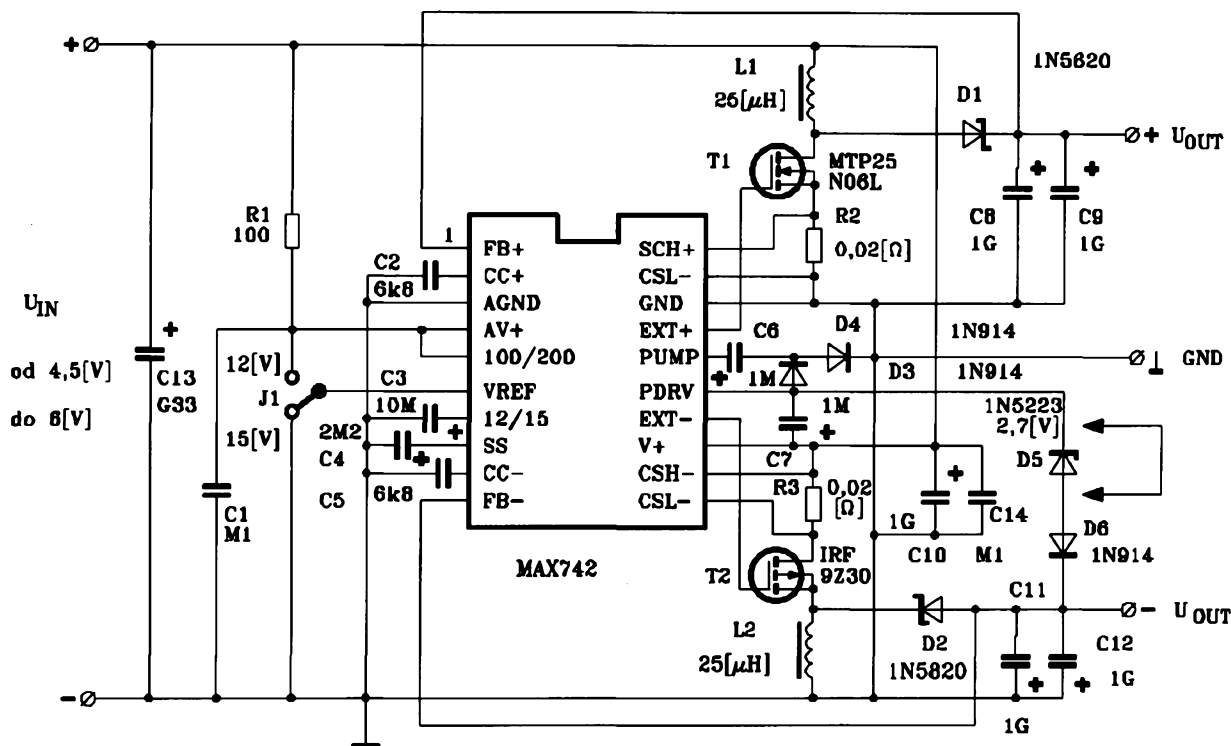
Proti uvedeným zdrojům mají dále popsané symetrické zdroje s obvodem MAX742 podstatnou výhodou v tom, že jsou stabilizována obě výstupní napětí, a to každé samostatnou zpětnou vazbou.

Obvod MAX742 uvnitř své struktury obsahuje dva úplně samostatné pulzní zdroje se společným referenčním napětím $2,0 \text{ V}$. Vzhledem k tomu, že obvod neobsahuje vnitřní spínací tranzistory, ale pouze budiče, je nutno vždy pracovat s vnějšími spínacími tranzistory opačných vodivostí kanálu (NMOSFET a PMOSFET). Z toho vyplývá i potřeba dvou samostatných cívek a dvou výstupních kondenzátorů pro obě poloviny zapojení.

MAX742 umožňuje omezit proud spínacími tranzistory v obou větvích na určenou maximální velikost I_{MAX} . Proud protékající snímacími rezistory R_1 a R_2 a úbytek napětí na těchto rezistorech je porovnáván s rozhodovacím napětím U_{sense} o velikosti 225 mV .



Obr. 112. Dvojí symetrický zdroj s obvodem MAX742



Obr. 113. Zapojení symetrického zdroje $\pm 15\text{ V}$ ($\pm 12\text{ V}$)/30 W s obvodem MAX742

Když úbytek napětí dosáhne velikosti U_{sense} , obvod znemožní další zvětšení proudu. Maximální velikost I_{MAX} proudů tranzistorů je tedy určena vztahem:

$$I_{\text{MAX}} = U_{\text{sense}}^- / R_1 = U_{\text{sense}}^+ / R_2.$$

Zpětné vazby z výstupů zdroje do vstupů 1 a 10 (VFB) obvodu MAX742 jsou zaváděny přímo bez nutnosti vnějších děličů, protože obvod je přímo navržen pro dvě velikosti výstupních napětí ($\pm 12\text{ V}$ nebo $\pm 15\text{ V}$). Velikost výstupního napětí se volí spojením nebo rozpojením vývodu 6 se zemí.

Kromě běžných funkcí, známých z předcházejících zapojení (nebo jim podobných, jako je např. automatické vypínání zdroje při vstupním podpětí), je obvod MAX742 ještě vybaven možností přepínat pracovní kmitočet vnitřního oscilátoru mezi 100 kHz (vývod 5 spojen se zemí) a 200 kHz (vývod 5 odpojen od země), měkkým startem zdroje (pomocí kondenzátoru, připojovaného na vývod 8) a výstupem PUMP, tj. výstupem nábojové pumpy (na tomto výstupu je signál s polovičním kmitočtem, než má oscilátor), který umožňuje budit další obvody.

Obě výstupní napětí jsou vnitřně nastavena s přesností lepší než $\pm 4\%$ v celém rozsahu pracovních teplot, vstupních napětí a výstupních proudů. Vstupní napětí se přitom může pohybovat ve značném rozsahu od 4,2 do 10 V a s vnějšími tranzistory lze bez potíží navrhnout zdroj pro zátěž s odběrem 2 A v každé výstupní větvi. Účinnost tohoto zdroje se pohybuje okolo 90 %.

Příklad úplného zapojení dvojitého symetrického zdroje s obvodem MAX742 s výstupním napětím $\pm 15\text{ V}$ při odběru

výstupního proudu $\pm 0,75\text{ A}$ (tj. s výkonem téměř 30 W) je na obr. 113.

Pro snímání proudu jsou použity bezindukční rezistory R_2 a R_3 (protéká jimi proud o kmitočtu až 200 kHz), dimenzované na výkon 6 W. Vhodné jsou např. typy jako KRL LB4 s přesností $\pm 3\%$.

Diody D5 a D6 tvoří přepěťovou ochranu při výstupním napětí $U_{\text{OUT}} = \pm 15\text{ V}$, při výstupním napětí $\pm 12\text{ V}$ je nutné diodu D5 zkratovat.

Součástky na výstupu nábojové pumpy (C6, C7, D3, D4, D5 a D6) tvoří zdroj stejnosměrného napětí, který je nezbytný pro dobrý start obvodu při zátěžích menších než 100 mA.

Cívky L1 a L2 jsou toroidní, vinuté na jádře z permalloyových plechů od výrobce GOWANDA, typ 121AT2502VC.

Tranzistory je nutno (zejména pro větší výstupní výkony než asi 10 W) opatřit chladičem. Výstupní zvlnění obou napětí U_{OUT} je při plném zatěžovacím proudu menší než 100 mV.

Kondenzátory C8 až C13 jsou od firmy NICHICON, řady PL, na napětí 35 V, s ekvivalentním sériovým odporem $ESR < 0,1\ \Omega$.

Účinnost zdroje je možno zlepšit paralelním řazením více tranzistorů pro zmenšení odporu kanálu v sepnutém stavu.

MAX743

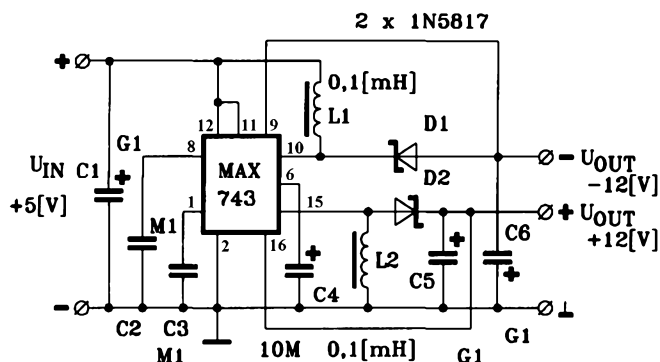
Jednodušší verzi obvodu MAX742 je obvod MAX743, který obsahuje vnitřní spínací tranzistory a proudové snímací rezistory R_2 a R_3 .

Obvod MAX743 lze použít pro výstupní proudy do velikosti 100 mA, jinak je téměř shodný s obvodem MAX742.

Zapojení zdroje s výstupním napětím $\pm 12\text{ V}$ s obvodem MAX743 je na obr. 114.

Výrobce doporučuje použít cívky MAXL001 nebo ekvivalentní a kondenzátory MAXC001 se zaručovanou velikostí ESR.

Vzhledem k vestavěným spínacím tranzistorům je obvod vybaven výkonovou ochranou, která omezuje teplotu PN přechodů na $150\text{ }^\circ\text{C}$ u varianty MAX743C, E a na $175\text{ }^\circ\text{C}$ u varianty MAX743MJE, což je dáno převážně typem pouzdra, ve kterém je daný obvod zapouzdřen.



Obr. 114. Zapojení symetrického zdroje s obvodem MAX743

Spínané zdroje s obvody Motorola

Mezi obvody tohoto výrobce patří zejména obvody MC34063 a $\mu A78S40$ jako nejjednodušší a nevyžadující použití vnějších spínacích tranzistorů (což ovšem neznamená, že by nešlo vnější tranzistory použít).

Aplikace uvedených obvodů je tak jednoduchá, že několik základních zapojení s těmito obvody bude probráno detailně i z hlediska jejich návrhu.

Další obvody firmy Motorola jsou již složitější a budou pouze uvedena zapojení, doporučená výrobcem, která pokrývají širokou škálu potřeb návrhářů zdrojů.

Obvod MC34063 je monolitický řídicí obvod, který na svém čipu obsahuje všechny základní funkce, nezbytné pro činnost převodníku DC/DC.

Obvod obsahuje teplotně kompenzovaný zdroj referenčního napětí $U_{REF} = 1,25 \text{ V}$, komparátor pro porovnávání výstupního a referenčního napětí, oscilátor s řízením střídá a omezovačem špičkových proudů I_{pk} , budič a spínací tranzistor pro velký proud (1,5 A).

Výrobce udává, že tento obvod je konstruován pro zvyšování napětí, snižování napětí a inverzi napětí (tedy pro všechny aplikace).

Obvod $\mu A78S40$ má všechny funkce jako předcházející a navíc obsahuje integrovanou záchytnou (rekuerační) diodu (nepropojenou uvnitř s dalšími obvody) a samostatný operační zesilovač, který umožňuje předzpracování signálů pro zpětnou vazbu nebo pro omezení proudu.

$\mu A78S40$

Základní zapojení zvyšujícího zdroje s obvodem $\mu A78S04$ je obr. 115.

Referenční napětí U_{REF} obvodu $\mu A78S40$ je vyvedeno na samostatný vývod (8) obvodu a propojuje na vstup komparátoru vnějším spojem. To umožňuje použít vnější referenční napětí s větší stabilitou (zdroj referenčního napětí na čipu je ohříván integrovaným spínacím tranzistorem).

Kmitočet vnitřního oscilátoru je určen velikostí kapacity vnějšího kon-

denzátoru C_T , připojeného mezi vývod 12 a zem (vývod 11). Nabíjecí a vybíjecí proud kondenzátoru C_T je dán vnitřními zdroji proudu a tyto proudy jsou $35 \mu A$ a $200 \mu A$, tj. jejich poměr je 1:6. Doba nárůstu napětí na kondenzátoru C_T je tedy 6x delší, než doba poklesu tohoto napětí.

Protože substrát integrovaného obvodu je spojen s vývodem GND, nesmí být katoda vnitřní diody připojena na velké záporné napětí. Proto nelze tuto diodu použít v žádných invertujících zapojeních a v ostatních zapojeních pouze v aplikacích s malým napětím.

Zdroj na obr. 115 má minimální množství vnějších součástek a má následující parametry:

Výstupní napětí U_{OUT} : 28 V.

Výstupní proud I_{OUT} : 50 mA.

Minimální vstupní napětí U_{INmin} : 6,75 V.

Jmenovité vstupní napětí U_{INjmen} : 9 V.

Zvlnění výst. napětí U_{OUTp-p} : 140 mV.

Min. kmitočet oscilátoru f_{min} : 50 kHz.

Při návrhu zdroje nejprve určíme poměr d , dob sepnutí (t_1) a vypnutí (t_2) spínacího tranzistoru, protože tento poměr udává poměr zvýšení výstupního napětí vůči vstupnímu napětí. K tomu však potřebujeme znát nejen velikost vstupního a výstupního napětí, ale také úbytek napětí U_F v propustném směru na diodě D při proudu I_{OUT} (z katalogu pro 1N5819 je $U_F = 0,8 \text{ V}$), saturační napětí U_{CES} vnitřního spínacího tranzistoru při proudu I_{OUT} (podle katalogu je $U_{CES} = 0,3 \text{ V}$) a konečně minimální vstupní napětí U_{INmin} , při kterém požadujeme, aby zdroj na svém výstupu měl $U_{OUT} = 28 \text{ V}$ (volíme $U_{INmin} = 6,75 \text{ V}$). Poměr d je:

$$d = t_1/t_2 = (U_{OUT} + U_F - U_{INmin}) / (U_{INmin} - U_{CES}) = (28 + 0,8 - 6,75) / (6,75 - 0,3) = 3,42.$$

Protože požadujeme $f_{min} = 50 \text{ kHz}$, je perioda kmitů oscilátoru:

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

a z toho:

$$t_2 = T / (d + 1) = 20 \cdot 10^{-6} / (3,42 + 1) = 4,5 \cdot 10^{-6} [\text{s}] = 4,5 [\mu s]$$

a také:

$$t_1 = T - t_2 = 20 - 4,5 = 15,5 [\mu s].$$

Střída spínaného signálu je pak dána vztahem:

$$s = t_1/T = t_1/(t_1 + t_2) = 15,5/(15,5 + 4,5) = 0,857.$$

Z doby sepnutí t_1 spínacího tranzistoru určíme potřebnou kapacitu kondenzátoru C_T , která musí být za dobu t_1 nabitá proudem $35 \mu A$ na napětí $U = U_{IN} - U_{CES} = 9 - 0,3 = 8,7 \text{ V}$:

$$C_T = I \cdot t_1 / U = 35 \cdot 10^{-6} \cdot 15,5 \cdot 10^{-6} / 8,7 = 623 [\text{pF}].$$

Maximální hodnota kolektorového proudu vnitřním tranzistorem je dána požadovaným výstupním proudem I_{OUT} a poměrem dob spínání:

$$I_{pkT} = 2 \cdot I_{OUT} \cdot (t_1/t_2 + 1) = 2 \cdot 50 \cdot 10^{-3} \cdot (3,42 + 1) = 442 [\text{mA}].$$

Minimální indukčnost L_{min} cívky (tlumivky) L je dána požadovanou velikostí naakumulované energie v magnetickém poli cívky. Tato energie závisí na napětí $(U_{INmin} - U_{CES})$, na době, po kterou je energie do magnetického pole dodávána (t_1) a konečně na velikosti proudu cívkou (I_{pkT}). Z indukčního zákona:

$$U = L \cdot di/dt$$

Ize odvodit:

$$L_{min} = (U_{INmin} - U_{CES}) \cdot t_1 / I_{pkT} = (6,75 - 0,3) \cdot 15,5 \cdot 10^{-6} / 442 \cdot 10^{-3} = 226 [\mu H].$$

Odpor R_{SC} musí být určen při jmenovitém vstupním napětí $U_{IN} = 9 \text{ V}$ a při odpovídajícím proudu $I_{pk'}$ z napětí $U_A = 0,33 \text{ V}$, které je potřebné pro aktivaci obvodu:

$$I_{pk'} = (U_{IN} - U_{CES}) \cdot t_1 / L_{min} = (9,0 - 0,3) \cdot 15,5 \cdot 10^{-6} / 226 \cdot 10^{-6} = 597 [\text{mA}]$$

a:

$$R_{SC} = U_A / I_{pk'} = 0,33 / 597 \cdot 10^{-3} = 0,55 [\Omega].$$

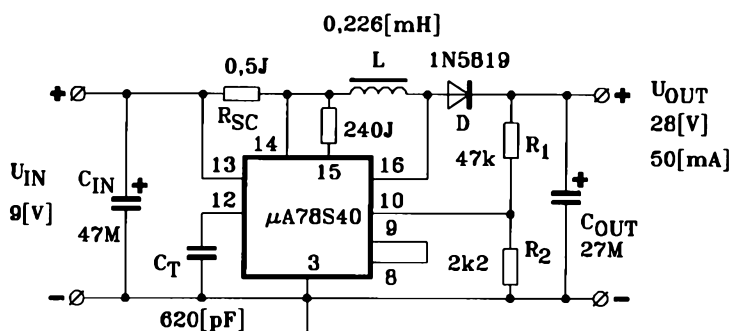
Volíme odpor $R_{SC} = 0,5 \Omega$. Takto jednoduché zapojení rezistoru R_{SC} chrání pouze spínací tranzistor uvnitř struktury IO a nikoliv proudovou cestu mezi vstupem a výstupem (součástky R_{SC} , L a D). Pro ochranu celé proudové cesty musí být využito vnitřního operačního zesilovače, kterým lze po doplnění vnějších součástek hlídat jak maximální velikost vstupního napětí, tak proudové přetížení na výstupu.

Kapacita C_{OUT} výstupního kondenzátoru se vypočte na základě požadovaného zvlnění U_{OUTp-p} výstupního napětí podle vztahu, určujícího nabíjení a vybíjení kondenzátoru (obecně $Q = C \cdot U = I \cdot t$):

$$C_{OUT} = I_{OUT} \cdot t_1 / U_{OUTp-p} = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 15,5 \cdot 10^{-6} / 140 \cdot 10^{-3} = 5,5 [\mu F].$$

To je však ideální kapacita kondenzátoru, který by měl nulové ztráty.

(Dokončení bude v č. 4 Konstrukční elektroniky v roce 2000.)



Obr. 115. Základní zapojení zvyšujícího zdroje s obvodem $\mu A78S04$

Veletrh ELEKTRA 2000

(Dokončení ze str. 2)

Jsou to domovní telefony a video-telefony. Jedná se o italské výrobky firmy Urmet Domus se špičkovým designem a dokonce ve dvou provedeních venkovních ovládacích skříněk - pro „normální“ společnost (u nás využitelné jen stěží nebo na místech uvnitř objektů) a v provedení „antivandal“, které jsou již skutečně masivně provedené a „něco vydrží“. Mne zaujal hlavně video-telefon, který si můžete pořídit buď jako černobílý (asi 15.000 Kč) nebo barevný (cena dvojnásobná) s displejem 4,5", systém je možné vybavit i zdrojem infračerveného světla pro noční vidění. Propojení koaxiálním kabelem nebo pěťovodičovým kablíkem. Pochopitelně obsahuje i oboustranný interkom. Bližší na <http://www.urmetdomus.cz>, sídlo dovozece je v Teplicích.

Vlastní veletrh je doprovázen i přednáškovým programem. Letos byla zajímavá hlavně dvě témata: Nové měřicí přístroje pro každodenní praxi v oboru elektro a pro provádění revizí (včetně ukávek těchto přístrojů), kterou zajišťoval SET Olomouc, a Aplikace norem ČSN EMC z hlediska jejich praktického použití (SEV Brno).

2QX

Bratex 2000, Prahex 2000

Tak byly letos nazvány již tradiční seznamovací dny - nebo chcete-li semináře firmy Rohde&Schwarz, zaměřené hlavně na nejnovější měřicí kontrolní a testovací techniku v oboru telekomunikací, ale také na výrobky špičkové kvality určené k přenosu zpráv - např. zařízení, které se používá k šíření digitálního rozhlasu T-DAB (kódování, multiplexer a vysílání) na kmitočtech asi 1456 MHz je také výrobkem této firmy.

Jak již název napovídá, akce s názvem Bratex se pořádá v Bratislavě, Prahex v Praze a těsně na sebe vždy navazují.

Mimo přednášek, které byly v letošním roce zaměřeny převážně na aplikace použitelné pro nejrůznější rádiové sítě (spektrální analyzátor FSP, mikrovlnné generátory SMR a jejich ekonomická varianta SML, experimentální vysílání T-DAB, software pro profesionální radiomonitoring, návrhy plošných rádiových sítí, tester CMU200 pro oblast celulárních telefonů, radiostanice řady 4400 a konečně oblast měřicích přístrojů firmy TEKTRONIX) je součástí akce i výstava moderních přístrojů, většina z nich je v provozu a některé jsou zapojeny dokonce v obvodu, simulujícím skutečné budoucí použití. Zájemci si tak mohou na místě ověřit možnosti použitého software a event. možnosti aplikace ve vlastní laboratoři či zkušebně. Spektrální analyzátor FSP dnes po-

krývají spektrum od 9 kHz do 3 - 7 - 13 až 30 GHz (FSP3 až FSP30) při velké přesnosti měření (nepřesnost 0,5 dB až do 3 GHz, nonlinearity <0,2 dB až do -70 dB a dynamický rozsah RMS detektoru až 100 dB, přičemž přístroj obsahuje celkem šest detektorů pro různé typy signálů). Jsou schopny měřit až milion vzorků za 340 ms. Zajímavá je možnost měření výkonu nejen v nastaveném kanále, ale i v sousedních kanálech. Do této oblasti spadá i zajímavý program, který byl vytvořen pro počítačovou podporu spektrálních analyzátorů firmy ADVANTEST, který byl rovněž předveden. Výsledky měření se průběžně ukládají na disk a je možno je dodatečně vyhodnocovat, srovnávat s jinými, vytvářet velmi názorné 3D grafy apod. Mikrovlnné generátory SMR pracují v základní verzi od 1 GHz po 20, 27 nebo 40 GHz (SMR 20 až SMR 40) s možností rozšíření již od 10 MHz s krokem pouhých 0,1 Hz (!) a výkonem 12 dBm. Takový přístroj je ovšem i na odpovídající cenové úrovni, pohybuje se v oblasti 20 000 Euro. Doplněny pulzním modulátorem mají uplatnění i v mikrovlnných aplikacích (radarová technika), je možno jich využít i jako up-konvertor. Stejnou obvodovou filozofii má i generátor SML01, s rozsahem 9 kHz až 1,1 GHz pro méně náročné aplikace.

Zajímavá byla přednáška o způsobu plánování rádiových sítí firmy Wirelesscom s.r.o., která ukázala, jakým způsobem se shromažďují a vyhodnocují potřebná data počítačovou simulací a následně porovnávají výsledky s měřením při pokusném vysílání nemodulovaným signálem pomocí měřicího vozu. Loňské přednášky o radiomonitoringu byly letos doplněny informací o software KONSPEKT, který je ve vývoji a použitelný zatím pro monitoring jednoho kanálu či zvolených pásem. Neméně poutavé bylo seznámení se systémem T-DAB, digitálního přenosu rozhlasových signálů, který je u nás v provozu prakticky od loňského veletrhu COMNET 99, kde byl poprvé předváděn. Zatím se vysílá s malým výkonem, a dosah je přibližně do vzdálenosti 50 km. Jedná se o multiplexní využití jednoho vysílače pro šíření více programů současně, u nás se vysílají programy Radiožurnálu, Prahy, Vltavy, a regionální program, které jsou přijímány v „CD kvalitě“, do konce tohoto roku se jedná o experimentální vysílání. Spolu s rozhlasovou modulací je možné přenášet ještě datové informace - např. dopravní zpravodajství ap. V Německu je již v provozu cca 200 vysílačů, většímu rozšíření zatím brání ceny přijímačů, hlavně pokud jsou doplněny displejem pro zobrazení datových informací. Kmitočtové pásmo viz první odstavce.

Nakonec lahůdka pro radioamatéry - vysílání. Kdo je pamětníkem šedesátých let a tehdejších špičkových transceiverů firmy COLLINS, asi nezapo-

mněl, že stejné přístroje, jako radioamatérům, dodávala firma i pro amádu, přičemž rozdíl byl u obou provedení pouze v malé krabičce, která obsahovala krystaly, určující provoz buď v radioamatérských pásmech s malým překrytím, nebo v tzv. pásmech „MARS“, které se dodnes používají v americké armádě. Vývoj se pochopitelně nezačal ani v této oblasti a firma R&S nabízí krátkovlnný transceiver RS150T s přijímací částí v rozsahu 10 kHz - 30 MHz, vysílací v rozsahu 1,5 - 30 MHz s kmitočtovou stálostí lepší než 1×10^{-9} na °C nebo během jednoho dne, roční kmitočtová odchylka je menší než 1×10^{-7} z nastaveného kmitočtu. Podle vybavení je možné předeem naprogramovat 400 až 2240 kanálů, zařízení je schopné pracovat provozy CW, J3E (LSB i USB), H3E, F3E, F1C (FAX), F1B (FSK i AFSK rychlostí 50 až 600 Bd s posuvem 42,5 až 425 kHz), H3E, J7B a B8E (o kterých sám mnoho nevím, než že se využívají k přenosu dat), s výkonem 150 W PEP při redukcí podle PSV, potlačení nežádoucích kmitočtů typicky o 80 dB, harmonických o více než 60 dB a intermodulačních produktů více než 36 dB, potlačení nosné u SSB lepší než 70 dB a více než 60 dB druhého postranního pásma. Přepínatelná šíře pásma je od 75 Hz do 4000 Hz, s velmi strmými filtry (např. při šířce pásma 150 Hz pro útlum 3 dB je pro potlačení 60 dB šíře pásma 225 Hz). Napájení v rozsahu 21 až 31 V, váha 15 kg a jako samostatné jednotky se dodávají antenní tuner, ovládací panel atd. Je to základní komunikační jednotka pro vybavení mobilních prostředků, ořesuvzdorná, a má sloužit pro spojení velitelských stanovišť. Naše nastupující generace, dojde-li k obměně těchto radiostanic, se může na budoucí „inkuranty“ jen těšit. Širší využití má menší radiostanice M3TR s rozsahem 1,5 až 108 MHz s určením i pro civilní potřeby s výkonem 50 W a s určením hlavně k přenosu dat (stanice je schopna pracovat i v sítích TETRA).

Především pro leteckou techniku jsou určeny speciální kanálové transceivery s výkonem 15 W/FM nebo 10 W/AM série 6000, které dnes již jednoznačně uvažují i s přenosem dat.

2QX

PLOŠNÉ SPOJE

navrhuje již desátý rok

firma BERAN

tel. 02-731828

KORBER@YAHOO.COM

Zajištění výroby.

Účast zákazníka při návrhu.

Program VUTRAX, EAGLE

Informace o předplatném podávají, objednávky předplatného přijímají a vyřizují regionální divize společnosti Předplatné tisku, s.r.o.: Divize Praha, tel. zelená linka 0800/167234-6, Východočeská divize, tel. zelená linka 0800/145862, Západočeská divize, tel. zelená linka 0800/198584-5, Severočeská divize, tel. zelená linka 0800/181324-5, 0800/127125, Jihočeská divize, tel. zelená linka 0800/149388, Jihomoravská divize, tel. zelená linka 0800/124029, Severomoravská divize, tel. zelená linka 0800/196647. Objednávky do zahraničí vyřizuje Předplatné tisku, s.r.o., administrace vývozu tisku, Hvozďanská 5-7, 148 31 Praha 4 Roztyly tel. 00420 2 67903106, 00420 2 67903122, fax 00420 2 7934607.