
PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ POLOVODIČOVÝCH DIOD A TYRISTORŮ

ING. PŘEMYSL HOLUB

ING. JOSEF ZÍKA

PRAHA 1977

SNTL – NAKLADATELSTVÍ TECHNICKÉ LITERATURY
ALFA – VYDAVATELSTVO TECHNICKEJ
A EKONOMICKEJ LITERATURY

V publikaci jsou uvedena typická zapojení polovodičových diod a tyristorů, používaná k nejrůznějším účelům. Jsou zde popsány nejrůznější usměrňovače, nabíječe, spínače střídavého i stejnosměrného proudu s tyristory, dále pak časová relé, zařízení pro automatické dobíjení akumulátorů, zařízení pro regulaci jednofázových spotřebičů včetně obvodů vhodných zejména pro použití v motorismu.

Publikace je určena zejména údržbářům, technikům a zlepšovatelům. Velmi dobře bude sloužit širokému okruhu čtenářů amatérů zajímajících se o využití diod a tyristorů v nejrůznějších aplikacích.

Lektor: Ing. Josef Heřman

Redakce elektrotechnické literatury —

hlavní redaktor Ing. Dr. František Kašpar, DrSc.

Odpovědný redaktor Ing. Jaromír Čížek

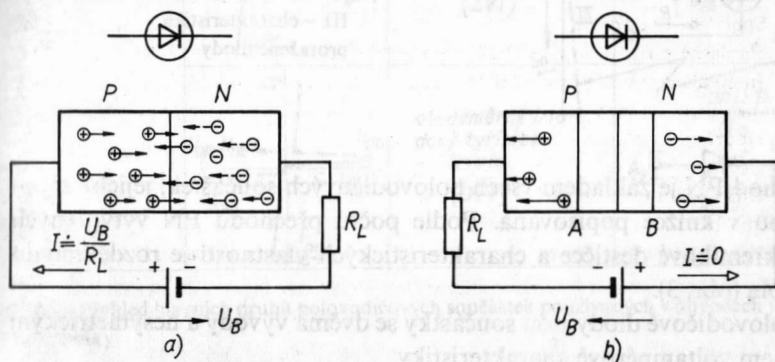
© Ing. Přemysl Holub, Ing. Josef Zíka, 1971

I. Úvod	7
1. Polovodičové diody	10
1.1. Usměrnovací diody	10
1.2. Stabilizační (Zenerovy) diody	19
2. Tranzistory	20
3. Tyristory	22
3.1. Závěrně blokující triodové tyristory (tyristory)	24
3.2. Fototyristory	35
3.3. Obousměrné triodové tyristory (triaky)	38
II. Použití usměrnovacích a stabilizačních diod	43
4. Usměrnovací obvody	44
4.1. Jednofázové usměrnovací obvody	44
4.2. Filtrační obvody pro jednofázové usměrňovače	52
4.3. Trojfázové usměrnovací obvody	67
5. Stabilizace výstupního napětí usměrňovačů	69
5.1. Stabilizátory se stabilizačními diodami	69
5.2. Stabilizátory s tranzistorem	74
6. Příklady použití usměrnovacích obvodů	84
6.1. Síťový napáječ k tranzistorovému přijímači	85
6.2. Nabíjení akumulátorových baterií	87
6.3. Nabíjení NiCd článků	90
6.4. Dvoupolohové řízení výkonu	91
6.5. Ovládání světel	93
6.6. Použití pro vyhlazování proudu zátěže u řízených usměrňovačů	94
7. Použití diod v ochranných obvodech	97
7.1. Použití usměrnovacích a stabilizačních diod k ochraně měřicích přístrojů	98
7.2. Potlačení oblouku na kontaktech přístrojů	101
III. Použití tyristorů a triaků	106
8. Bezkontaktní spínače	116
8.1. Spínání střídavého napětí	118
8.2. Ovládací obvody střídavých spínačů	119
8.3. Ovládací obvody pro spínání v nule napětí	129

8.4.	Stejnoseměrné spínače	132
8.5.	Ovládací obvody stejnosměrných spínačů	134
8.6.	Časové spínače	137
8.7.	Příklady použití bezkontaktních spínačů	141
8.8.	Jističí obvody proti přepětí a nadproudům	149
8.9.	Spínání střídavých spotřebičů logickým signálem	156
8.10.	Přepínání zátěže	157
8.11.	Tyristorové spínače v obvodech kruhových čítačů	158
8.12.	Programové spínání světel	160
8.13.	Tyristory a fotoblesky	166
8.14.	Zapojení s fototyristory	169
9.	Řízení napětí tyristory a triaky	171
9.1.	Obvody pro fázové řízení tyristorů a triaků	180
10.	Zapojení obvodů s fázovým řízením	196
10.1.	Zdroje proměnného stejnosměrného napětí	196
10.2.	Řízení střídavého výkonu	198
10.3.	Tyristorové stabilizátory napětí	202
11.	Regulace rychlosti otáčení	206
11.1.	Univerzální motorky	207
11.2.	Stejnoseměrné motory s cizím buzením	211
11.3.	Rozběhové zařízení pro asynchronní motory	215
12.	Regulace teploty	216
12.1.	Regulátory s kontaktními teploměry	217
12.2.	Tranzistorové regulátory teploty s termistory	220
12.3.	Regulátory teploty s integrovanými obvody	229
13.	Elektronika v motorismu	235
13.1.	Nabíječe akumulátorů	235
13.2.	Elektrické zapalování	239
13.3.	Spořič baterie vozidla	249
13.4.	Poplašné zařízení proti odcizení automobilu	250
13.5.	Intervalové spínače pro pohon stěračů	251
14.	Podmínky pro úspěšnou práci polovodičových součástek	254
14.1.	Dodržení katalogových údajů	254
14.2.	Zacházení se součástkami při montáži a provozu	260
14.3.	Odrušování tyristorových a triakových obvodů	261
15.	Uvádění obvodů do provozu a odstraňování poruch	263
16.	Přehled parametrů vyráběných nevýkonových polovodičových součástek	264
	Literatura	270
	Rejstřík	273

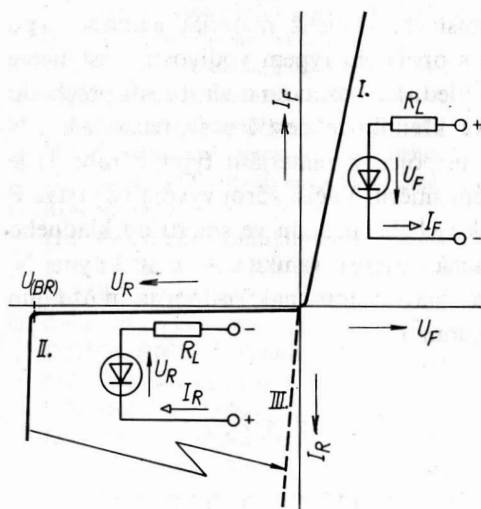
I. ÚVOD

Základem polovodičových diod a tyristorů, jejichž praktická zapojení jsou popisována v následujících kapitolách knihy, je přechod PN. Přechod PN získáme tak, že v téže krystalové mříži polovodiče (nejčastěji křemíku) vytvoříme jak vrstvu typu P (s děrovou vodivostí), tak vrstvu typu N (s elektronovou vodivostí). V místech, v nichž materiál jednoho typu vodivosti přechází do materiálu s opačným typem vodivosti, dostaneme přechod PN [1]. Z elektrického hlediska posoudíme vlastnosti přechodu PN podle obr. 1. Připojíme-li ke křemíkové destičce s přechodem PN baterii tak, aby kladný pól byl připojen k materiálu typu P (obr. 1) je přechod polarizován v propustném směru. Vnější zdroj vyvolá ve vrstvě P pohyb kladných nosičů (děr) elektrického proudu ve směru od kladného pólu zdroje k zápornému. Opačná činnost vznikne ve vrstvě typu N. Navenek se přechod PN chová jako velmi malý odpor a může jím procházet značný proud (až 10 A/mm²).



Obr. 1. Schematické znázornění usměrňující činnosti přechodu PN se zakreslenými schematickými značkami diody; a) přechod PN propouští proud (propustný stav), b) přechod PN nepropouští proud (závěrný stav)

Při opačném připojení vnějšího zdroje (vrstvu typu N připojíme ke kladnému pólu zdroje), je přechod polarizován v závěrném směru. Díry v oblasti P se budou opět pohybovat k zápornému pólu a elektrony ke kladnému pólu zdroje. Výsledkem toho je, že se na styku obou vrstev polovodiče vytvoří oblast (v obr. 1b omezena úsečkami A a B), ve které nebudou volné nosiče elektrického náboje. Tato oblast (nazývána oblastí prostorového náboje [2]) se navenek chová jako izolant se značně velkým odporem. Vnější obvodem prochází velmi malý proud, který je v širokém rozsahu napětí téměř konstantní. To však platí do napětí $U_{(BR)}$ (obr. 2), nazývaného průrazné napětí přechodu PN. V oblasti tohoto napětí začne proud přechodem PN rychle vzrůstat a přechod se může zničit.



Obr. 2. Voltampérová charakteristika

křemíkové diody;

I – propustná charakteristika;

II – závěrná charakteristika;

III – charakteristika proražené diody

Přechod PN je základem všech polovodičových součástek, jejichž zapojení jsou v knížce popisována. Podle počtu přechodů PN vytvořených v těže křemíkové destičky a charakteristických vlastností je rozdělíme do tří skupin (obr. 3).

a) polovodičové diody jsou součástky se dvěma vývody a nesymetrickým průběhem voltampérové charakteristiky,

b) tranzistory jsou polovodičové triody schopné zesilovat výkon; v obvodech popisovaných v knize jsou převážně použity plošné křemíkové tranzistory typu PNP nebo NPN (obr. 3),

Diody		Usměrňovací diody (v současné době křemikové) (UD)	
Tranzistory		Plošné tranzistory	<div data-bbox="637 193 883 301">PNP </div> <div data-bbox="637 301 883 399">NPN </div>
Tyristory		zdvěrně blokující triodový tyristor (zkráceně zpravidla označován jako tyristor) (ZBT)	
		zdvěrně vodivý triodový tyristor (ZVT)	
		obousměrný triodový tyristor - triak (OTT)	

Obr. 3. Přehled hlavních druhů polovodičových součástek používaných v obvodech výkonové elektroniky

c) tyristory jsou bistabilní polovodičové součástky, které mají tři nebo více přechodů PN v téže křemikové destičce a mohou se přepínat z blokovacího do propustného stavu a obráceně.

Obvody popisované v následujících kapitolách knihy používají především polovodičové diody a tyristory. Tranzistory jsou používány jen jako pomocné součástky v řídicích a ovládacích obvodech tyristorů. Je jim proto i v úvodní části knihy pojednávající o vlastnostech součástek věnována menší pozornost než diodám a tyristorům.

1. POLOVODIČOVÉ DIODY

Do skupiny polovodičových diod se v nynější době počítá na tři desítky součástek s různým uspořádáním křemíkové destičky a z něho vyplývajícími vlastnostmi. Pro potřeby této knihy si pod názvem polovodičové diody budeme představovat součástky s voltampérovou charakteristikou jednoduchého přechodu PN. Podrobně pojednáme o jejich dvou hlavních představitelích – usměrňovacích diodách a stabilizačních (Zenerových) diodách.

1.1. Usměrňovací diody

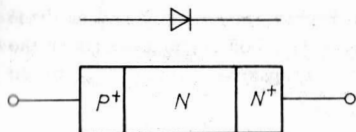
Jsou konstruovány pro usměrňování střídavého napětí. Při jejich návrhu a výrobě se dbá, aby kladly zanedbatelný odpor propustnému proudu a v závěrném směru vykazovaly v širokém rozsahu napětí a provozních teplot co největší odpor. Konstrukčně jsou zpravidla řešeny jako třívrstvá struktura, která mezi dvěma vrstvami (P^+ a N^+) s malým měrným odporem má vrstvu s velkým měrným odporem (nejčastěji typu N obr. 4). Střední vrstva polovodiče umožňuje dosáhnout vysokého závěrného průrazného napětí $U_{(BR)}$ diody, zatímco vnější vrstvy zajišťují malý úbytek U_F v propustném směru.

Průběh voltampérové charakteristiky usměrňovací diody je na obr. 5. Charakteristika má dvě části, které se nazývají:

- a) závěrná charakteristika (závislost $U_R = f(I_R)$, obr. 5),
- b) propustná charakteristika (vyjadřuje závislost $U_F = f(I_F)$, obr. 5).

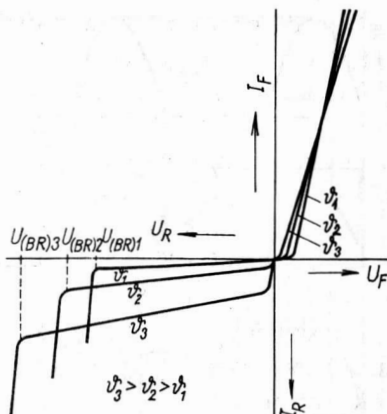
A. Vlastnosti a parametry závěrné charakteristiky

V závěrném směru prochází diodou velmi malý proud, který se nepatrně zvětšuje s rostoucím závěrným napětím. K rychlému zvětšování závěrného



Obr. 4. Nejčastěji používané uspořádání vrstev v křemíkové destičce usměrňovacích diod

Obr. 5. Voltampérová charakteristika křemíkové diody při třech teplotách (3) destičky polovodiče



proudu dojde v oblasti průrazného napětí ($U_{(BR)}$, obr. 5) diody, kdy je velikost proudu vlastně omezena jen napájecím napětím a odporem zátěže (R_L , obr. 2). Zatěžování diody napětím $U_R \geq U_{(BR)}$ není v praxi možné, neboť může vést k poruše součástky.

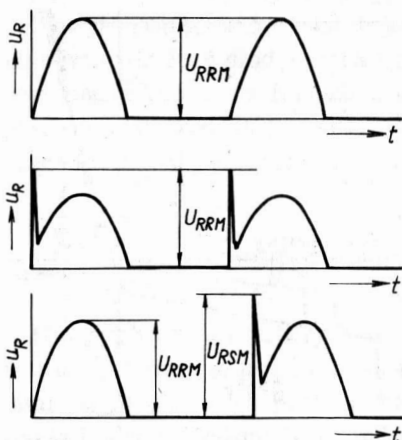
Z provozních podmínek nejvíce ovlivňuje závěrnou charakteristiku teplota. S jejím růstem vzrůstá závěrný proud (podle exponenciální závislosti [3]; [4]) a zvyšuje se i průrazné napětí diod (přibližně o 0,1 % $U_{(BR)}$ na každý °C).

Z parametrů závěrné charakteristiky jsou pro výběr diod do aplikací důležité:

a) Opakovatelné závěrné napětí (U_{RRM}) je nejvyšší přípustná okamžitá hodnota periodického závěrného napětí, kterou lze zatížit diodu v celém rozsahu pracovních teplot. V obvodech může U_{RRM} například znamenat amplitudu sinusového napájecího napětí v těch případech, kdy nevznikají periodická přepětí (obr. 6). V zařízeních, kde periodická přepětí vznikají, se napětím U_{RRM} rozumí okamžitá hodnota přepětí. Při návrhu aplikací je U_{RRM} nejdůležitějším parametrem pro výběr vhodného napěťového typu diod.

b) Neopakovatelné závěrné napětí (U_{RSM}) je nejvyšší přípustná špičková hodnota závěrného napětí, zahrnující všechna krátkodobá periodicky se neopakující přepětí, která náhodně vzniknou při provozu diod (obr. 6).

Na závěrné charakteristice diody může být napětí U_{RSM} v bezprostřední blízkosti napětí $U_{(BR)}$ (obr. 5). Proto není v provezech přípustné zatěžovat



Obr. 6. Průběhy závěrného napětí na diodě s vyznačenými hodnotami opakovatelného (U_{RRM}) a neopakovatelného (U_{RSM}) napětí

diody za žádných provozních podmínek větším napětím než U_{RSM} . V opačném případě by mohlo dojít k poruše diody.

Z napětí U_{RSM} se vychází při návrhu jisticích obvodů (kap. 14.1), které chrání diody proti přepětím, vznikajícím např. při vypínání transformátorů, pojistek atd.

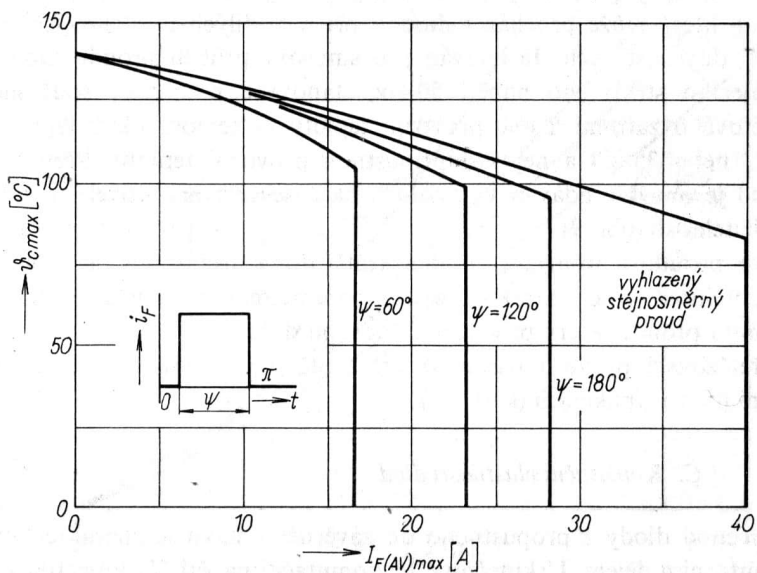
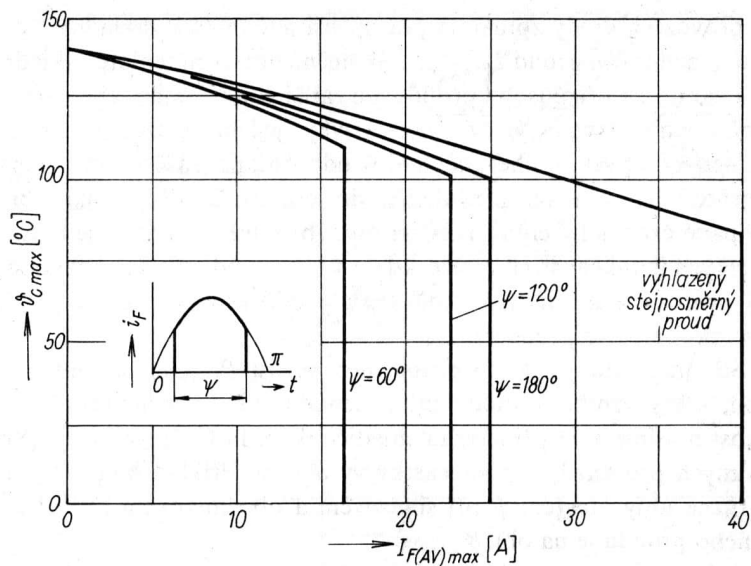
B. Vlastnosti a parametry propustné charakteristiky

V propustném směru mají křemíkové diody velký odpor jen do napětí 0,4 až 0,6 V. Při dalším zvyšování přivedeného napětí se odpor velmi rychle zmenšuje a úbytek napětí na diodě se při vzrůstajícím proudu mění jen velmi málo (obr. 5).

V provozu má na propustnou charakteristiku největší vliv teplota. Až do proudové hustoty 50 až 400 A/cm² (podle konstrukce diody) úbytek s rostoucí teplotou klesá a při větší proudové hustotě naopak vzrůstá.

Z parametrů popisujících vlastnosti propustné charakteristiky se vychází při výběru vhodného proudového typu diody do dané aplikace, při návrhu nadproudového jištění (kap. 14.1) a při výpočtu chlazení. V tomto směru jsou nejdůležitější následující parametry:

a) Mezní propustný proud ($I_{F(AV)max}$) je největší přípustný střední propustný proud, kterým je možno trvale zatížit diodu v jednofázovém zapojení usměrňovače s činnou zátěží při stanovené teplotě základny a kmitočtu napájecího napětí 50 Hz (u některých výrobců 60 Hz).



Obr. 7. Závislost středního propustného proudu $I_{F(AV)max}$ na teplotě základny diody D25 – typ 07 (výrobek o. p. ČKD Praha); a) při sinusovém průběhu proudu; b) při obdélníkovém průběhu proudu

V provezech diody zpravidla pracují při jiné teplotě základny, než pro jakou je definován proud $I_{F(AV)max}$. Skutečné provozní teplotě základny ϑ_c je pak zapotřebí přizpůsobit proudovou zatížitelnost součástek. Pro takové přizpůsobení udávají výrobci diod křivky, jejichž ukázka je na obr. 7. Parametrem křivek je úhel otevření ψ odpovídající základním zapojením usměrňovacích obvodů pracujících do odporové (křivky na obr. 7a), popřípadě čistě indukční (křivky na obr. 7b) zátěže. Z křivek je patrné, že při velkých indukčnostech zátěže, kdy průběh proudu diodami má obdélníkový průběh, je možné (při dané teplotě základny) součástky zatěžovat větším propustným proudem.

b) Střední ztrátový výkon v propustném směru ($P_{F(AV)}$) je střední ztrátový výkon, který vzniká v diodě při průchodu propustného proudu. Jeho velikost musíme znát při návrhu chladičů (kap. 14.1) a zjistíme ji z křivek udávaných pro každý typ součástky výrobcem. Příklad takových křivek pro různé úhly otevření ψ při sinusovém a obdélníkovém průběhu propustného proudu je na obr. 8.

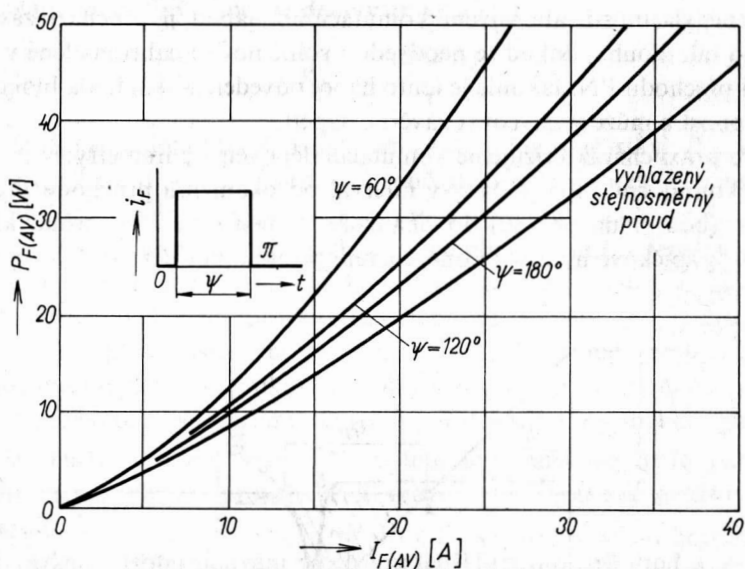
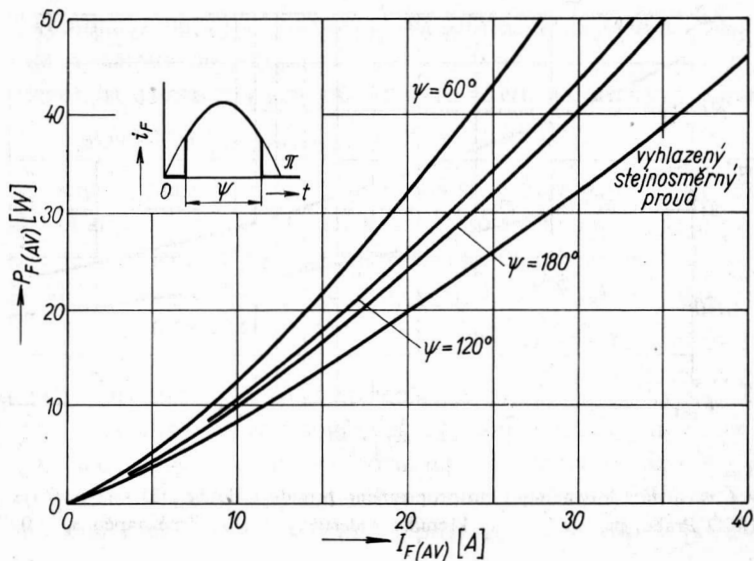
c) Nárazový propustný proud (I_{FSM}) je největší přípustný propustný proud, který může procházet diodou při nahodilých poruchových nebo přechodných stavech. Je udáván pro sinusový průběh proudu, kmitočet napájecího střídavého napětí 50 Hz, stanovené podmínky současného napěťového zatížení a dvě provozní teploty – teplotu okolí (zpravidla 25 °C nebo 35 °C) a nejvyšší přípustnou provozní teplotu. Přetěžovací proud je obvykle udáván v závislosti na čase ve tvaru křivek proudové přetížitelnosti (obr. 9).

Pro proudová přetížení, trvající kratší dobu než 10 ms, je proudová přetížitelnost diod charakterizována parametrem I^2t , kde I je efektivní hodnota proudu, který prochází diodou po dobu t .

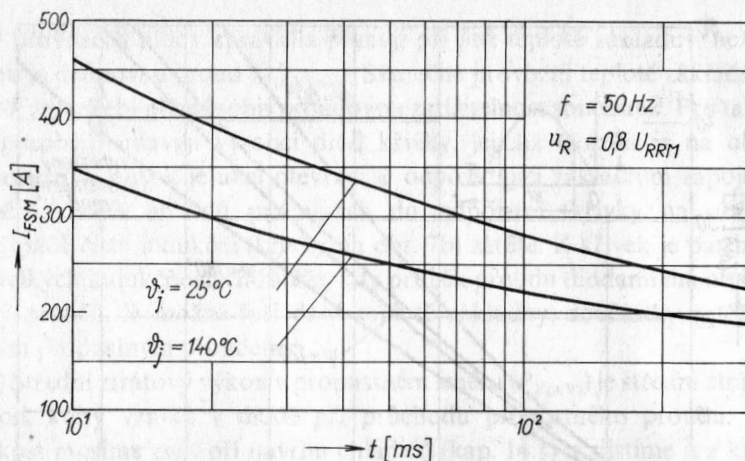
Přetěžovací proud i parametr I^2t slouží pro návrh nadproudového jištění diod v aplikacích (kap. 14.1).

C. Komutační vlastnosti diod

Přechod diody z propustného do závěrného stavu je charakterizován komutačním dějem. Uskutečňuje jej komutační napětí U_K (obr. 10), které způsobí zmenšení propustného proudu na nulu. Vzhledem k tomu, že i po zmenšení proudu na nulu jsou obě vrstvy polovodiče (tvořící přechod PN) plně volných nosičů elektrického náboje, neobnoví dioda okamžitě své



Obr. 8. Závislost středního propustného ztrátového výkonu na středním propustném proudu diody D25 – typ 07 (výrobek o. p. ČKD Praha); a) při sinusovém průběhu proudu; b) při obdélníkovém průběhu proudu

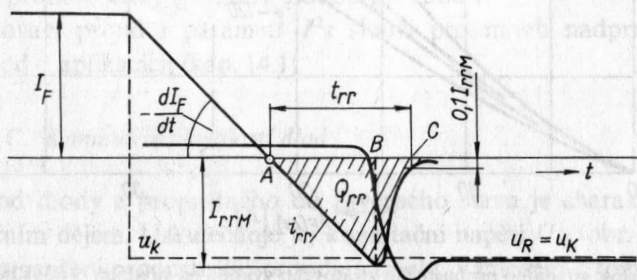


Obr. 9. Časová závislost nárazového propustného proudu u diody D25 – typ 07 (výrobek o. p. ČKD Praha) pro dvě teploty křemikové destičky ϑ_j a závěrné napětí $u_R = 0,8 U_{RRM}$

závěrné vlastnosti, ale vlivem komutačního napětí jí prochází závěrný proud tak dlouho, dokud se neodvedou volné nosiče nahromaděné v blízkosti přechodu PN. Jakmile je tento náboj odveden, získá dioda blokovací schopnost a může zachycovat závěrné napětí.

Pro praxi charakterizujeme komutační děj dvěma parametry:

a) komutační doba je časový interval od okamžiku průchodu proudu nulou (bod A na obr. 10) do okamžiku, v němž závěrný proud klesne na 10 % špičkové hodnoty komutačního proudu (bod C).



Obr. 10. Průběh napětí a proudu na diodě v době komutace

b) komutační náboj je roven časovému integrálu komutačního proudu přes celou komutační dobu.

Komutační parametry jsou důležité pro návrh přepětových ochran [3].

D. Teplotní parametry diod

Jak jsme poznali, jsou všechny vlastnosti a parametry závěrné a propustné charakteristiky diod vázány na teplotu křemíkové destičky. Tato teplota je také jedním z nejdůležitějších parametrů nejen diod, ale všech polovodičových součástek. Pro projekční práce s polovodičovými součástkami udávají výrobci v katalogích každé součástky následující teplotní parametry:

a) přípustný rozsah provozních teplot křemíkové destičky (ϑ_j). Z něho má pro spolehlivý provoz součástek zásadní význam jeho horní mez, která určuje nejvyšší možnou provozní teplotu křemíkové destičky, při níž může součástka pracovat v trvalém nebo opakovatelném provozním režimu. Její překračování v trvalém provozu může vést k poruše součástek;

b) vnitřní tepelný odpor je definován vztahem

$$R_{thje} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_c}{P} \quad (1)$$

kde ϑ_j (ϑ_c) je teplota křemíkové destičky (základny součástky), P je výkon, který vzniká v diodě (polovodičové součástce) při průchodu propustného proudu. Při tepelných výpočtech jej pro daný proud odečítáme z křivek ztrátového výkonu, jejichž příklad je na obr. 8. Vnitřní tepelný odpor vyjadřuje vztah mezi teplotou křemíkové destičky, teplotou základny a ztrátovým výkonem pro ustálené teplotní poměry. V přechodovém stavu (např. při nárůstu nebo poklesu propustného proudu) jsou vzájemné vazby mezi teplotou křemíkové destičky a ztrátovým výkonem definovány tzv. tranzientní tepelnou impedancí. S její definicí a způsobem využití se může čtenář seznámit v lit. [3]. V této knize nebude tento parametr podrobněji probírán, protože není nutný pro stavbu zde popisovaných obvodů.

Ukázka způsobu udávání všech uvedených parametrů diod je v tab. 1.

Zvláštní skupinou usměrňovacích diod jsou lavinové usměrňovací diody. Konstrukčně a technologicky jsou tak připravené, aby se pracovní bod mohl na závěrné charakteristice pohybovat i v oblasti za kolenem

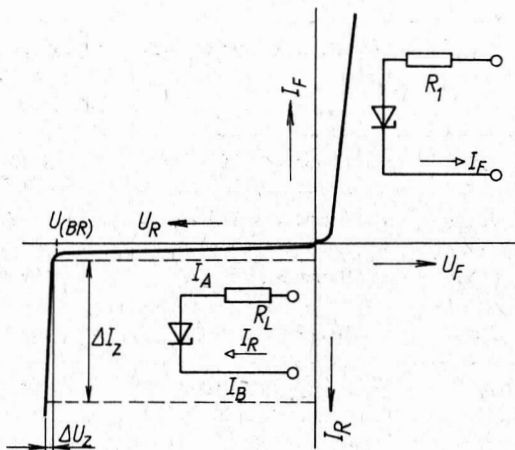
Tab. 1. Základní parametry diody D25 typ 07
(výrobek o. p. ČKD Praha, závod Polovodiče)

Parametr	Označení	Podmínky, za jakých je parametr udán	Hodnoty
mezní propustný proud	$I_{F(AV)max}$	$\psi = 180^\circ$ (obr. 7a); $\vartheta_c = 100^\circ C$	25 A
opakovatelné závěrné napětí	U_{RRM}	pro celý rozsah pracovních teplot	100; 200; 300; 400; 500; 600; 700; 800; 900; 1000; 1100; 1200 V
neopakovatelné závěrné napětí	U_{RSM}	pro celý rozsah pracovních teplot	120; 240; 360; 480; 600; 720; 840; 960; 1080; 1200; 1300; 1400
nárazový propustný proud	I_{FSM}	$t = 10 \text{ ms}; \vartheta_j = 25^\circ C$	550 A
	I_{FSM}	$t = 10 \text{ ms}; \vartheta_j = 140^\circ C$	470 A
I^2t	I^2t	$t = 10 \text{ ms}; \vartheta_j = 25^\circ C$	1500 A ² s
	I^2t	$t = 10 \text{ ms}; \vartheta_j = 140^\circ C$	1100 A ² s
závěrný proud	I_R	$U_R = U_{RRM}; \vartheta_j = 140^\circ C$	12 mA
komutační náboj	Q_{rr}	$-\frac{dI_F}{dt} = 50 \text{ A}/\mu\text{s};$ $I_F = 25 \text{ A}; \vartheta_j = 140^\circ C$	80 μC
vnitřní tepelný odpor pracovní rozsah teplot	R_{thjc} ϑ_j		1 $^\circ\text{C}/\text{W}$ -40 až +150 $^\circ\text{C}$

(napětím $U_{(BR)}$), aniž by došlo ke zničení součástky. Podle vlastností je lze přirovnat ke stabilizačním diodám (kap. 1.2). Od nich se liší tím, že mají mnohem vyšší průrazná napětí $U_{(BR)}$ a lze je použít i ve výkonových obvodech průmyslové elektroniky. S jejich vlastnostmi a aplikačními možnostmi se může čtenář seznámit v lit. [1] nebo [3].

1.2. Stabilizační (Zenerovy) diody

Stabilizační diody, dosud velmi často označované jako Zenerovy diody, jsou křemíkové součástky s jedním přechodem PN. Konstrukčně a technologicky jsou řešeny tak, aby mohly trvale pracovat v oblasti závěrné charakteristiky za průrazným napětím $U_{(BR)}$ (obr. 11). V této oblasti se při velkých změnách proudu mění napětí na stabilizační diodě jen velmi málo. Tato vlastnost umožňuje použít stabilizační diody pro stabilizaci napětí.



Obr. 11. Příklad průběhu voltampérové charakteristiky stabilizační (Zenerovy) diody s vyznačenou pracovní oblastí (oblast mezi proudy I_A ; I_B) a způsobem zapojení diody při průchodu propustného proudu I_F a závěrného proudu I_R

Průběh voltampérové charakteristiky stabilizační diody je na obr. 11. V průběhu jsou vyznačeny i veličiny nutné pro definování hlavních parametrů stabilizačních diod. Mezi ně řadíme:

a) diferenciální odpor – je definován vztahem

$$r_d = \frac{dU_z}{dI_z} \doteq \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z} \quad (2)$$

jeho velikost se pohybuje mezi 10^{-1} až $10^0 \Omega$ u výkonových stabilizačních diod, popřípadě 10^0 až $10^1 \Omega$ u diod pro malé výkony.

b) Dovolенý ztrátový výkon udává, jakým největším závěrným proudem lze stabilizační diodu zatížit při určitém napětí U_z . Je dán vztahem

$$P_z = U_z I_z \quad (3)$$

Jeho velikost se u daného typu stabilizačních diod může měnit podle způsobu chlazení a je jedním ze základních parametrů pro teplotní výpočty a návrh chladičů (kap. 14).

c) Teplotní součinitel (K_z) Zenerova napětí je nejčastěji udáván vztahem

$$K_z = \frac{\Delta U_z}{|U_z| \cdot \Delta \vartheta} \quad [^{\circ}\text{C}^{-1}] \quad (4)$$

Může mít kladnou (u součástek s $U_z \geq 5,5$ až 6 V) i zápornou (u součástek s $U_z \leq 5$ až 5,5 V) hodnotu. S rostoucím U_z se jeho absolutní hodnota zvětšuje.

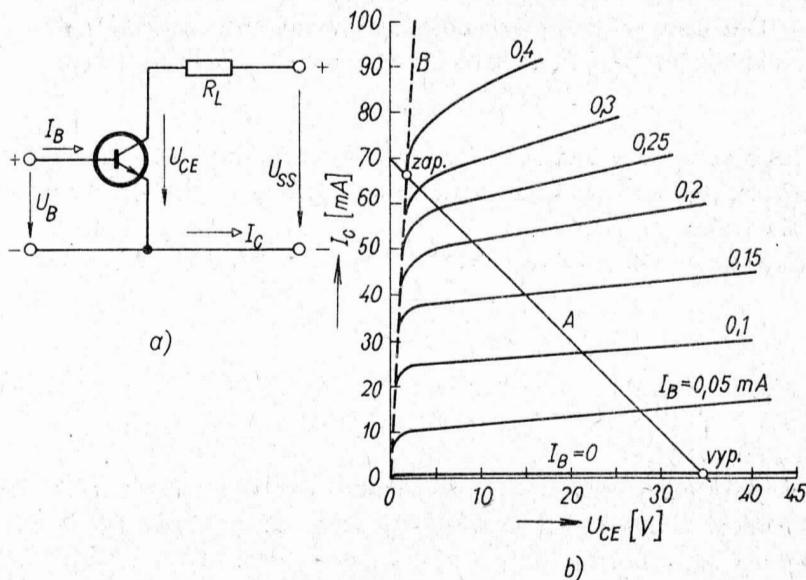
V propustném směru mají stabilizační diody stejné vlastnosti jako usměrňovací diody (kap. 1.1) se stejnou plochou křemíkové destičky. Záporné teplotní závislosti úbytku v propustném směru se využívá ke kompenzaci teplotní závislosti napětí U_z . To je také nejčastější využití propustné charakteristiky stabilizačních diod v provozu.

2. TRANZISTORY [5]

V této knize budeme hovořit výhradně o plošných tranzistorech, které patří k nejrozšířenějším součástkám v obvodech výkonové elektroniky a jejichž třívrstvá struktura se využívá v monolitických integrovaných obvodech.

Podle uspořádání vrstev polovodiče (dále budeme uvažovat jen křemík) s různým typem vodivosti rozeznáváme plošné tranzistory typu PNP a NPN (obr. 3). V elektrických obvodech mohou pracovat buď ve funkci lineárních zesilovačů, nebo bezkontaktních spínačů. S činností ve funkci lineárních zesilovačů se může čtenář seznámit např. v lit. [6] nebo [7]. V této knize používáme plošné tranzistory většinou jako spínače, a proto se budeme podrobněji zabývat jen tímto režimem.

V obvodech bezkontaktních spínačů jsou plošné tranzistory nejčastěji zapojovány se společným emitorem (obr. 12a). Činnost v tomto režimu je patrná z kolektorových charakteristik na obr. 12b. Na charakteristikách můžeme určit tři pracovní oblasti.



Obr. 12. a) Zapojení tranzistoru NPN se společným emitorem; b) příklad průběhu kolektorových charakteristik tranzistoru KC507 – výrobky n. p. TESLA Rožnov

I. Oblast nevodivého stavu tranzistoru. Je vymezena charakteristikou pro básový proud $I_B = 0$. Tranzistor pracující v této oblasti propouští do zátěže nepatrný proud (vlastně rovný zbytkovému proudu v závěrném směru polarizovaného přechodu PN). Vzhledem k obvodu zátěže R_L se tranzistor chová jako vypnutý kontakt.

II. Oblast lineárního zesílení. Je ohraničena charakteristikou pro $I_B = 0$ a čárkovanou čarou B (obr. 12b). V této oblasti pracuje tranzistor jako lineární zesilovač. Ve spínacím režimu se tato oblast trvale nevyužívá. Pracovní bod jí prochází při zapínání a vypínání tranzistoru. Za předpokladu odporové zátěže se přitom pracovní bod pohybuje po přímce A (obr. 12b).

III. Oblast nasycení je ohraničena čarou B pro kterou platí $U_{CE} \doteq 0$. V této oblasti je tranzistor v zapnutém (vodivém) stavu a vzhledem k zátěži se chová jako zapnutý kontakt. Zvětšování básového proudu I_B již nevyvolává další zvětšování kolektorového proudu I_C .

Hlavními veličinami a parametry tranzistoru pracujícího ve spínacím režimu jsou

a) Stejnoseměrný proudový zesilovací činitel

$$h_{21E} = \frac{I_C}{I_B} \quad (5)$$

b) Mezní kolektorové napětí U_{CEmax} je mezní vrcholová hodnota kolektorového napětí, kterým lze zatížit vypnutý tranzistor.

c) Saturační napětí U_{CEsat} udává nejvyšší možný úbytek napětí na tranzistoru pracujícím v nasyceném stavu.

d) Mezní proud kolektoru I_{Cmax} je největší přípustný proud, který může trvale tranzistorem procházet.

e) Zbytkový proud kolektoru I_{CE0} je proud, který prochází tranzistorem při proudu báze $I_B = 0$.

f) Mezní ztrátový výkon P_{max} je největší přípustný ztrátový výkon, který může vzniknout v sepnutém tranzistoru při daných podmínkách chlazení (kap. 14.1). Pro uvažované zapojení tranzistoru jej určíme ze vztahu

$$P_{max} \doteq I_{Cmax} U_{CEsat} \quad (6)$$

3. TYRISTORY

V souhlase s nově zavádným názvoslovím se pod označením tyristory rozumí řada (zatím třináct [8]) křemíkových součástek, které mají tři nebo více přechodů PN a mohou se přepínat z blokovacího do propustného stavu a obráceně. Podle průběhu hlavní voltampérové charakteristiky se tyristory dělí do tří skupin (obr. 3).

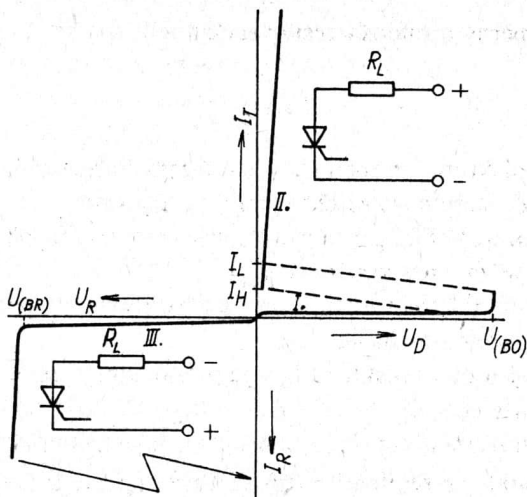
a) Závěrně blokující tyristory jsou tyristory, které mohou spínat jen při jedné polaritě hlavního napětí (hlavním napětím rozumíme napětí přivedené mezi hlavní vývody A–K nebo A_1 – A_2 , obr. 3). Při opačné polaritě mají stejné vlastnosti jako usměrňovací diody v závěrném směru.

b) Obousměrné tyristory – mohou spínat při obou polaritách hlavního napětí.

c) Závěrně vodivé tyristory – mohou spínat jen při jedné polaritě hlavního napětí a při opačné polaritě mají stejné vlastnosti jako usměrňovací diody v propustném směru.

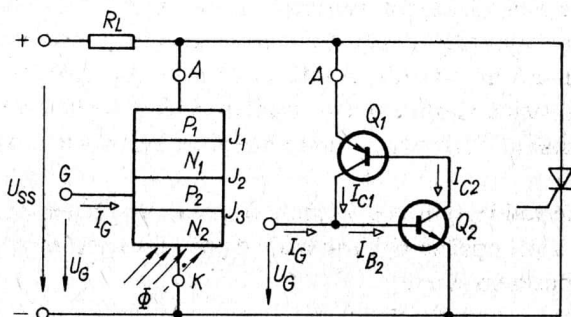
Podle počtu elektrod rozlišujeme:

a) Diodové tyristory mají dva hlavní vývody. Jejich zapínání se uskutečňuje zvýšením blokovacího napětí U_D (obr. 3) nad hodnotu blokovacího



Obr. 13. Voltampérová charakteristika závěrně blokujícího tyristoru

spínacího napětí $U_{(BO)}$ (obr. 13), popřípadě světelným signálem dopadajícím na křemikovou destičku v oblasti katody K (obr. 14). Do skupiny diodových tyristorů se řadí tři součástky závěrně blokující diodový tyristor, závěrně blokující diodový fototyristor a obousměrný diodový tyristor [8]. Jejich možnosti užití v aplikacích jsou poměrně malé. Používají se vesměs v pomocných a ovládacích obvodech triodových tyristorů. Z toho důvodu jsou vyráběny jen jako nevýkonové součástky, a v knize nejsou podrobněji popisovány.



Obr. 14. Struktura křemikové destičky závěrně blokujícího triodového tyristoru (tyristoru) s jeho náhradním tranzistorovým obvodem a schematickým znakem

b) Triodové tyristory mají kromě dvou hlavních vývodů jeden pomocný (označovaný jako řídicí elektroda), k němuž se přivádí proudový signál pro zapínání součástky. Zapínání řídicím proudem je u nich převažující způsob. Spínání zvýšením blokovacího napětí na hodnotu blokovacího spínacího napětí $U_{(B0)}$ (obr. 13) může vést k poruše součástek a v provozech se mu vyhýbáme. Triodové tyristory se v aplikacích nejvíce rozšířily. Uplatňují se v zařízeních nejmenších (1 W) i největších (10^7 W) výkonů, mohou pracovat v kmitočtovém rozsahu do 10^4 Hz a při sériovém řazení při napětí 10^6 V. Z národohospodářského hlediska i z hlediska možností jejich užití mají největší význam.

Ostatní součástky náležející do skupiny tyristorů jsou vyráběny jako nevýkonové typy určené pro řídicí a ovládací obvody tyristorů a triaků. (V ČSSR se nevyrábějí, a proto o nich nebude dále hovořeno. Parametry dvou představitelů nejčastěji používaných v zahraniční literatuře jsou uvedeny v kap. 9.1.)

3.1. Závěrně blokující triodové tyristory (tyristory)

Jejich základem je čtyřvrstvová struktura křemíku, nakreslená na obr. 14. Jak snadno můžeme zjistit, nepovede čtyřvrstvá struktura proud ani při jedné polaritě napájecího napětí. Napětím s polaritou podle obr. 14 je v závěrném směru namáhán přechod J_2 . Při opačné polaritě napětí U_{ss} zadržují oba krajní přechody J_1 a J_3 .

Čtyřvrstvou strukturu lze převést do vodivého stavu pouze při polaritě napájecího napětí vyznačené na obr. 14 a to tím způsobem, že přes přechod J_3 polarizovaný napětím U_G v propustném směru necháme procházet dostatečně velký proud I_G . Mechanismus zapnutí vysvětlíme na náhradním schématu rovněž uvedeném na obr. 14.

Malý řídicí proud I_G vyvolá průchod proudu záporně polarizovaným přechodem J_2 (kolektorem tranzistoru Q_2) a tím také přechodem J_1 (emitorovým přechodem tranzistoru Q_1). Proud přechodu J_1 vyvolá opětné zvětšení proudu středním přechodem J_2 (v náhradním schématu proudu I_{C1} a I_{B2}) a emitorovým přechodem J_3 . Je-li proud I_G přiváděný do obvodu řídicí elektrody dostatečně velký, bude popsané zvětšování proudu středním přechodem pokračovat tak dlouho, až čtyřvrstvová struktura tyristoru přejde do zapnutého stavu, kdy je proud procházející tyristorem

omezen jen napájecím napětím a odporem zátěže R_L . Vrácení tyristoru do vypnutého (blokovacího stavu) je možné jen za cenu zmenšení propustného proudu na hodnotu tzv. vratného proudu I_H (obr. 13).

Zapínání tyristorů řídicím proudem je nejrozšířenějším způsobem zapínání v elektrických obvodech. Kromě tohoto způsobu lze tyristor převést do vodivého stavu zvyšováním kladného anodového napětí na hodnotu blokovacího spínacího napětí $U_{(B0)}$ (obr. 13). V provozech se tomuto způsobu vyhýbáme, neboť může vést k poruše součástek. Jiný způsob spínání využívaný u fototyristorů, je spínání světelným signálem (viz část B této kapitoly).

Vlastnosti tyristorů mezi anodou A a katodou K (obr. 14) popisuje voltampérová charakteristika nakreslená na obr. 13. Můžeme ji rozdělit na tři samostatné části.

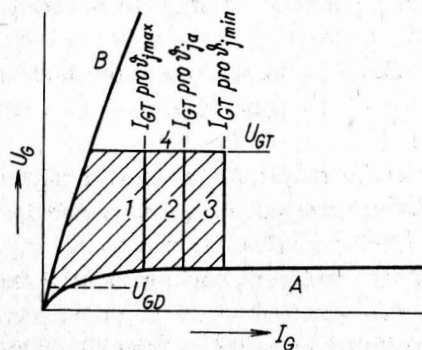
a) Blokovací charakteristiku (v obr. 13 označena I), její typickou vlastností je, že končí v bodě tak zvaného blokovacího spínacího napětí, při kterém tyristor skokem přechází do zapnutého stavu s malým odporem. Při napětí $U_D \leq U_{(B0)}$ je průběh blokovací charakteristiky stejný jako závěrná charakteristika.

b) Propustná charakteristika (v obr. 13 označena II) má téměř stejný průběh i vlastnosti jako táž charakteristika u stejného proudového typu usměrňovacích diod (kap.1.1). Rozdíl je jen v oblasti malých proudů. U tyristorů končí propustná charakteristika v bodě označeném jako vratný proud I_H . Klesne-li proud tyristorem na hodnotu vratného proudu, tyristor vypne a vrací se do blokovacího stavu. Při přechodu z blokovacího do vodivého stavu začíná propustná charakteristika v bodě nazvaném přidržný proud I_L . Tuto hodnotu musí dosáhnout propustný proud, aby tyristor setrval v zapnutém stavu bez další přítomnosti řídicího proudu (světelného toku).

c) Závěrná charakteristika (v obr. 13 označena III), pokud řídicí elektrodou neprochází proud, má tytéž vlastnosti a průběh jako závěrná charakteristika usměrňovací diody. Je-li tyristor zatěžován závěrným napětím a řídicí elektrodou prochází proud ve smyslu obr. 14, chová se tyristor jako tranzistor s malým proudovým zesilovacím činitelem. V provozu se tomuto způsobu zatěžování vyhýbáme, neboť může vyvolat poruchu součástky.

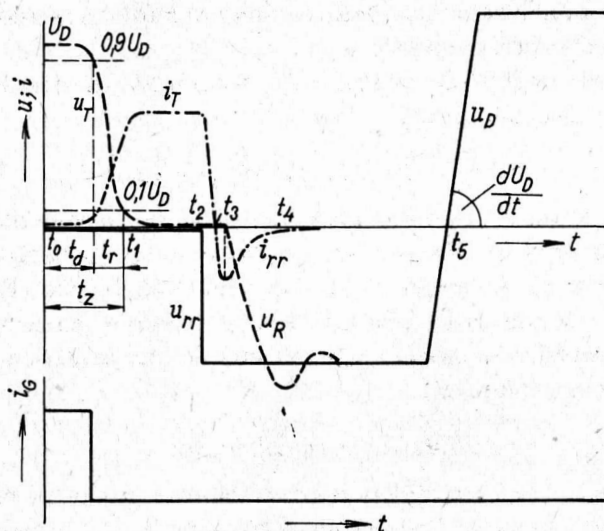
Voltampérová charakteristika naměřená mezi řídicí elektrodou a katodou má průběh závislý na parametrech vrstev P_2 ; N_2 křemíku (obr. 14),

na provedení vývodu řídící elektrody a na geometrii přechodu J_3 (obr. 14). Tak lze u tyristoru naměřit průběh odpovídající charakteristice diody (obr. 15, křivka *A*) s nízkým propustným napětím, popřípadě průběh odpovídající diodě s velkým předřadným a paralelním odporem (průběh *B*, obr. 15).



Obr. 15. Průběh vstupní charakteristiky tyristoru (ϑ_{jmax} je maximální a ϑ_{jmin} minimální pracovní teplota křemikové destičky; ϑ_a – teplota místnosti zpravidla 25 nebo 35 °C)

Chování tyristoru při přechodu z blokovacího do propustného stavu a z propustného do závěrného nebo blokovacího stavu popisují dynamické vlastnosti. Zahrnujeme do nich:



Obr. 16. Průběhy napětí a proudů pro vysvětlení dynamických parametrů tyristorů

a) Zapínací dobu (obr. 16), která je vymezena časovým úsekem $t_z = t_1 - t_0 = t_d + t_r$. Rozděluje ji na dvě části:

dobu zpoždění (t_d), která je rovna časovému intervalu mezi začátkem řídícího impulsu a okamžikem, v němž napětí na tyristoru klesne na 90 % původní hodnoty;

dobu poklesu (t_r), která je rovna době, potřebné k tomu, aby napětí na tyristoru kleslo z 90 % na 10 % původní hodnoty;

b) Komutační dobu t_{rr} (komutační náboj Q_{rr}), která souvisí s přechodem tyristoru z propustného do závěrného stavu (v obr. 16 je $t_{rr} = t_4 - t_3$). Její vznik je stejný jako u diod (kap. 1.1).

c) Vypínací dobu — chceme-li k tyristoru přiložit blokovací napětí ihned po vodivé části pracovního cyklu, nelze tak učinit bezprostředně po ukončení komutace v čase t_4 , ale až po určité době ($t_q = t_5 - t_3$, obr. 16), během níž je tyristor namáhán závěrným napětím a která se nazývá vypínací doba [10], [11].

Stejně jako u diod působí na jednotlivé části voltampérové charakteristiky tyristoru mnoho provozních vlivů. Nejdůležitější z nich a smysl jejich působení na závěrnou a blokovací charakteristiku je patrný z tab. 2. Pro propustnou charakteristiku a dynamické vlastnosti jsou změny s provozními parametry shrnuty v tab. 3 a 4. Změny vlastností obvodu řídící elektrody s provozními podmínkami jsou probrány v souvislosti se vstupními charakteristikami tyristorů.

Pro výběr tyristorů do aplikací je výrobcem součástek udáváno množství parametrů a charakteristik.

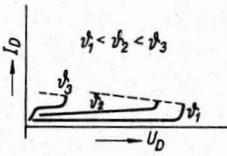
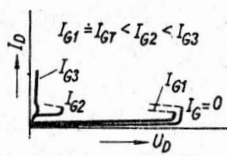
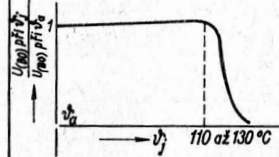
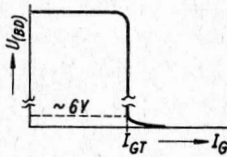
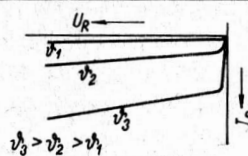
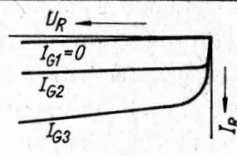
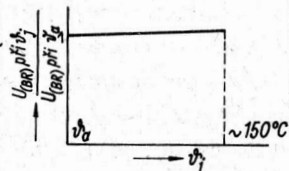
A. Parametry blokovací a závěrné charakteristiky

Pro blokovací a závěrnou charakteristiku jsou nejdůležitějšími parametry opakovatelné závěrné U_{RRM} a blokovací U_{DRM} napětí, popřípadě neopakovatelné blokovací U_{DSM} a závěrné U_{RSM} napětí. Poslední dva parametry nejsou často udávány nebo je udáváno jen neopakovatelné závěrné napětí. Definice obou parametrů je stejná jako u obdobných parametrů diod (kap. 1.1).

B. Parametry propustné charakteristiky

Jsou proti diodám rozšířeny o mezní efektivní propustný proud (I_{Tmax}), definovaný jako největší přípustný efektivní propustný proud, kterým lze zatěžovat tyristor v libovolném zapojení usměrňovače a při libovolném

Tab. 2. Přehled vlivů působících na parametry závěrné a blokovací charakteristiky

Parametr	Vliv provozních podmínek	
blokovací proud I_D (obr.13)	I_D se zvětšuje s teplotou ϑ_j	I_D se zvětšuje s proudem I_G
		
blokovací spínací napětí $U_{(BO)}$ (obr.13)	$U_{(BO)}$ klesá s teplotou ϑ_j	$U_{(BO)}$ klesá s proudem I_G (obr.14)
		
závěrný proud I_R (obr.13)	I_R se zvětšuje s teplotou	I_R se zvětšuje s proudem I_G
		
	$I_R(\vartheta_j) = I_R(\vartheta_a) \exp \delta_T (\vartheta_j - \vartheta_a)$	$I_{G1} < I_{G2} < I_{G3}$
závěrné průrazné napětí $U_{(BR)}$ (obr.13)	$U_{(BR)}$ vzrůstá s teplotou	
		
	přibližně 0,1% $U_{(BR)}$ na 1°C	

 Poznámka: $I_R(\vartheta_j)$ ($I_R(\vartheta_a)$) je závěrný proud při teplotě ϑ_j (ϑ_a), δ_T činitel teplotní změny proudu

Tab. 3. Přehled vlivů působících na parametry propustné charakteristiky

Provozní vliv	Teplota křemíkové destičky ϑ_j	Řídicí proud I_G
Parametr		
vratný proud	mírně se zmenšuje se zvyšující se ϑ_j	mírně se zvětšuje se zvětšujícím se I_G
přidrzný proud	mírně se zmenšuje se zvyšující se ϑ_j	neovlivňuje
úbytek v propustném směru	zmenšuje se se zvyšující se teplotou; při proudových hustotách asi $0,1 \text{ A/cm}^2$ o $2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$; při větších proudech se citlivost zmenšuje; při velkých proudech se úbytek zvětšuje	jen úbytek v oblasti vratného proudu

úhlu zapnutí v ustáleném stavu. Dodržování tohoto parametru v provozních podmínkách je zvláště důležité, jestliže tyristorem prochází proud dané střední hodnoty $I_{T(AV)}$ po velmi krátkou dobu. V takovém případě se může stát, že budou nadměrně přetíženy odporové složky tyristoru, aniž střední proud překročí povolenou hodnotu [3]. Je to způsobeno tím, že s klesajícím úhlem zapnutí vzrůstá efektivní propustný proud a nadměrně se mohou ohřát např. vývody hlavních elektrod (anody nebo katody).

Křivky udávající závislost proudové zatížitelnosti zapnutého tyristoru na teplotě základny mají průběh podle obr. 17a. Jejich parametrem je úhel otevření ψ odpovídající několika úhlům zapnutí α při fázovém řízení tyristoru zapojeného v obvodu jednopulsního usměrňovače. Koncové body křivek odpovídají meznímu efektivnímu propustnému proudu.

Obdobným způsobem jsou udávány i křivky proudové zatížitelnosti pro obdélníkový průběh propustného proudu (obr. 17b).

Rovněž výkonové poměry v zapnutém stavu tyristoru jsou definovány a udávány stejným způsobem jako u diod (kap. 1.1). Odlišují se jen průběhy křivek ztrátového výkonu. Jejich parametrem je opět úhel otevření ψ při práci tyristoru v obvodu jednopulsního řízeného usměrňovače (obr. 18).

Tab. 4. Přehled vlivů působících na dynamické parametry tyristorů

Provozní vliv	Teplota křemíkové destičky	Blokovací napětí
Parametr	ϑ_j	U_D
zapínací doba t_z	ovlivňuje málo	se zvětšujícím se U_D , t_z se mírně zvětšuje
strmost nárůstu propustného proudu $(dI_T/dt)_{krit}$	$\left(\frac{dI_T}{dt}\right)_{krit}$ se zmenšuje se zvyšující se teplotou	$\left(\frac{dI_T}{dt}\right)_{krit}$ se zmenšuje se zvyšujícím se U_D
strmost nárůstu blokovacího napětí $(dU_D/dt)_{krit}$	$\left(\frac{dU_D}{dt}\right)_{krit}$ se zmenšuje se zvyšující se teplotou	$\left(\frac{dU_D}{dt}\right)_{krit}$ se zmenšuje se zvyšujícím se U_D
vypínací doba t_q	t_q se zvětšuje se zvětšující se teplotou	t_q se mírně zvětšuje se zvyšujícím se U_D
komutační doba t_{rr}	t_{rr} se zvětšuje se zvyšující se teplotou	neovlivňuje

Přetížitelnost v zapnutém stavu tyristoru je rovněž udávána stejnými parametry a křivkou proudové přetížitelnosti jako u diod (kap. 1.1).

Parametry propustné charakteristiky doplňuje vratný a přídržný proud definovaný v úvodu této kapitoly.

C. Dynamické parametry tyristorů

Kromě zapínací doby, vypínací a komutační doby (komutačního náboje) patří do skupiny dynamických parametrů další dva:

kritická strmost nárůstu propustného proudu

$$S_{Ikrit} = (dI_T/dt)_{krit}$$

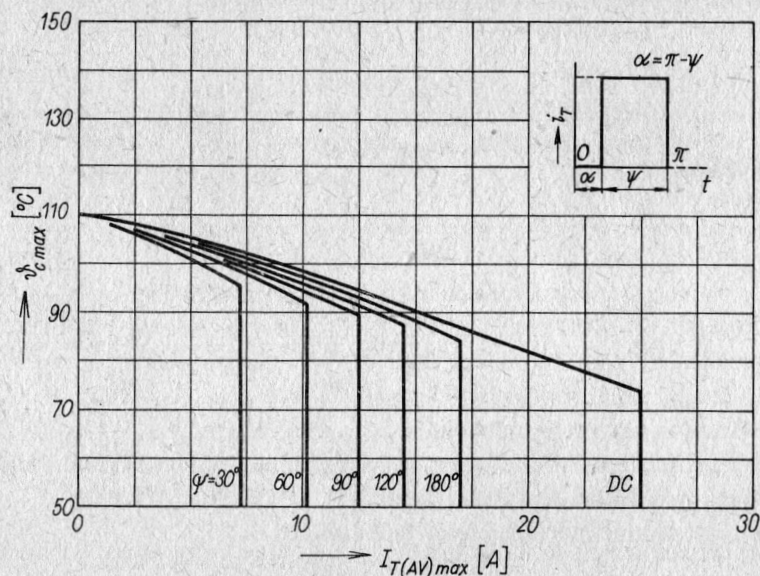
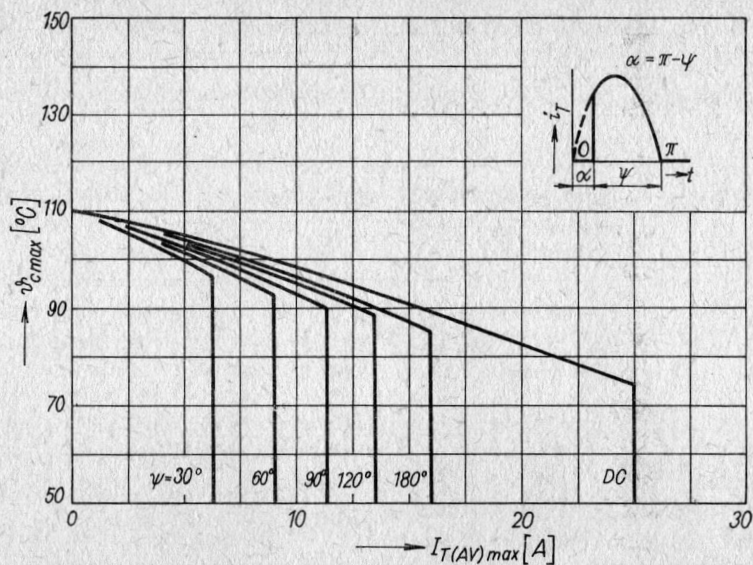
Závěrné napětí U_R	Řídicí proud I_G	Záporné řídicí napětí $-U_G$	Propustný proud I_T
neovlivňuje	se zvětšujícím se I_G se doba t_z podstatně zmenšuje	neovlivňuje	se zvětšujícím se I_T se doba t_z mírně zvět- šuje
neovlivňuje	se zvětšujícím se I_G $\left(\frac{dI_T}{dt}\right)_{\text{krit}}$ se zvětšuje	neovlivňuje	se zvětšujícím se I_T $\left(\frac{dI_T}{dt}\right)_{\text{krit}}$ se zmen- šuje
$\left(\frac{dU_D}{dt}\right)_{\text{krit}}$ se zvět- šuje se zvyšujícím se U_R	$\left(\frac{dU_D}{dt}\right)_{\text{krit}}$ se zmen- šuje se zvětšujícím se I_G	u nevýkonových tyristorů $-U_G$ zvětšuje $\left(\frac{dU_D}{dt}\right)_{\text{krit}}$	neovlivňuje
t_q se zmenšuje se zvyšujícím se U_R	t_q se zvětšuje se zvětšujícím se I_G	u nevýkonových tyristorů t_q se zmenšuje se zvyšujícím se $-U_G$	t_q se zvětšuje se zvětšujícím se I_T
t_{rr} se zvětšuje se zvyšujícím se U_R a dU_R/dt	neovlivňuje	vliv je malý	t_{rr} se zvětšuje se zvětšujícím se I_T

Udává mezní strmost, s jakou může narůstat proud v prvních okamžicích po zapnutí tyristoru. Tato hodnota nesmí být v provozech překračována. V opačném případě by mohlo dojít k trvalé změně vlastností, popřípadě k úplnému zničení součástky. U tyristorů určených pro práci v obvodech se střídavým napájecím napětím se $S_{I_{\text{krit}}}$ zpravidla udává pro aperiodický průběh propustného proudu (obr. 19), definované podmínky řídicího signálu a napětí, ze kterého lze tyristor zapínat;

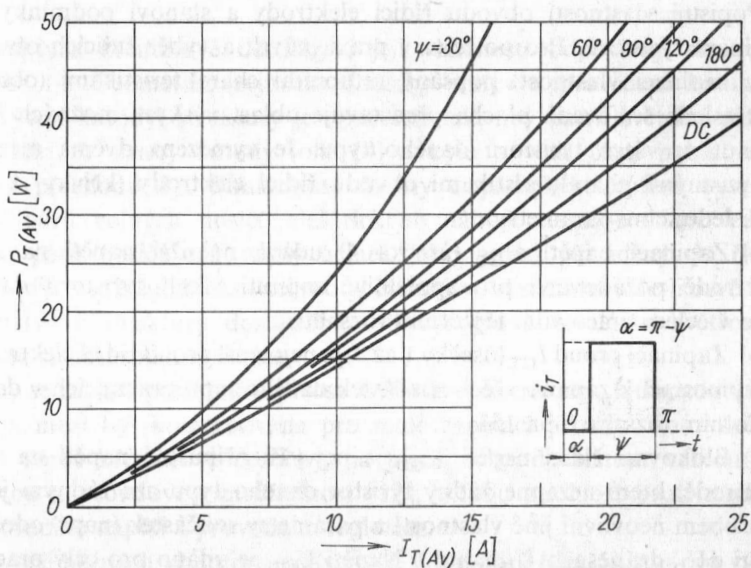
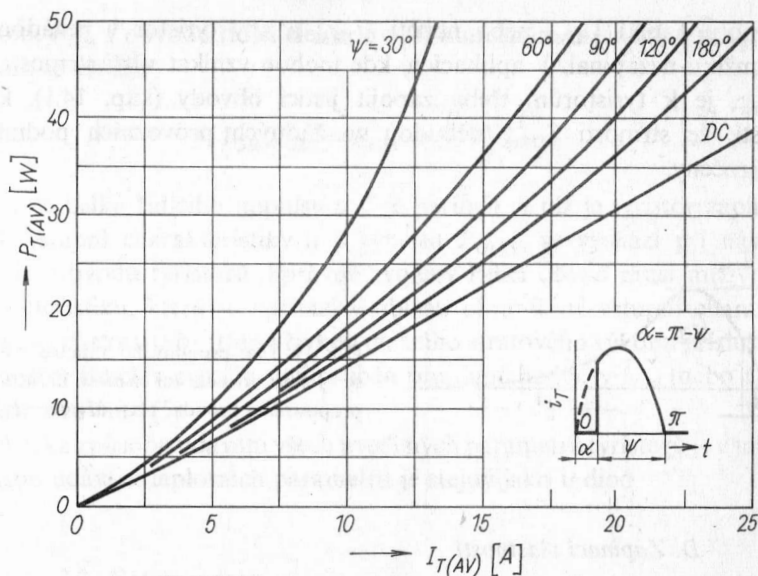
kritická strmost nárůstu blokovacího napětí

$$S_{U_{\text{krit}}} = (dU_D/dt)_{\text{krit}}$$

Udává největší přípustnou strmost, s jakou může narůstat blokovací napětí, aby nedošlo ke snížení blokovacího spínacího napětí $U_{(B0)}$ pod

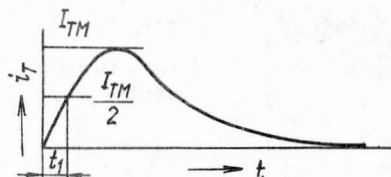


Obr. 17. Závislost středního propustného proudu $I_{T(AV)max}$ na teplotě základny tyristoru T16 typ 201 (výrobek o. p. ČKD Praha); a) při sinusovém průběhu proudu; b) při obdélníkovém průběhu proudu



Obr. 18. Závislost středního propustného ztrátového výkonu na středním propustném proudu tyristoru T16 typ 201 (výrobek o. p. ČKD Praha); a) při sinusovém průběhu proudu; b) při obdélníkovém průběhu proudu

hodnotu napětí U_{DSM} nebo napětí U_{DRM} a aby tyristor v nežádoucím okamžiku nezapínal. V aplikacích, kde mohou vznikat větší strmosti než S_{Ukrit} , je k tyristorům třeba zapojit jisticí obvody (kap. 14.1), které zajistí, že strmosti S_{Ukrit} nebudou za žádných provozních podmínek překročeny.



Obr. 19. Tvar proudového impulsu, z něhož se vychází při udávání strmosti nárůstu propustného proudu; platí $dI_T/dt = I_{TM}/2t_1$

D. Zapínací vlastnosti

Popisují vlastnosti obvodu řídicí elektrody a stanoví podmínky pro zapínání tyristorů. Pro potřebu v praxi (návrh a výběr řídicích obvodů) jsou zapínací vlastnosti popsány vstupními charakteristikami (obr. 15). Zakreslená šrafovaná plocha představuje oblast výskytu možných bodů zapnutí u všech tyristorů daného typu. Je vymezena dvěma mezními propustnými charakteristikami obvodu řídicí elektrody (křivky *A* a *B*) a následujícími parametry:

a) Zapínací napětí U_{GT} (úsečka 4) udává nejnižší napětí na řídicí elektrodě požadované pro spolehlivé zapnutí všech tyristorů daného typu v celém pracovním teplotním rozsahu.

b) Zapínací proud I_{GT} (úsečky 1 až 3) je nejmenší proud řídicí elektrodou, který postačí k zapnutí všech součástek daného typu pracujících v daném teplotním rozsahu (obr. 15).

c) Blokovací řídicí napětí U_{GD} je nejvyšší přípustné napětí na řídicí elektrodě, které nezapne žádný tyristor daného typu ani žádným jiným způsobem neovlivní jiné vlastnosti a parametry součástek (např. odolnost proti dU_D/dt ; nesníží $U_{(B0)}$ atd.). Napětí U_{GD} je udáno pro celý pracovní rozsah teplot.

d) Střední řídicí výkon $P_{G(AV)}$; jeho velikost se nesmí překročit ani při krátkých řídicích impulzech. Lze z něho vypočítat přípustnou amplitudu

výkonu P_{GM} v obvodu řídicí elektrody při impulsním zapínání. Vycházíme přitom ze vztahu

$$I_{GM}U_{GM} = P_{GM} = \frac{P_{G(AV)}T}{\psi} \quad (5)$$

kde ψ je délka řídicího impulsu a T je perioda, v níž je tyristor zapínán.

Ze vstupní charakteristiky a z výkonu $P_{G(AV)}$ se vychází při návrhu řídicích obvodů tyristorů. Správně zvolený řídicí obvod musí mít vnější charakteristiku, která se nachází v oblasti ohraničené vstupní charakteristikou tyristoru (obr. 15) a křivkou mezního ztrátového výkonu příslušnou dané šířce řídicího signálu. Její průběh pro dané hodnoty I_{GM} (nebo U_{GM}) určíme z rovnice (5).

Ukázka způsobu udávání všech uvedených parametrů tyristorů je v tab. 5. Způsob udávání teplotních parametrů je stejný jako u diod.

3.2. Fototyristory

Struktura křemíkové destičky i její vlastnosti odpovídají struktuře na obr. 14. Geometrie (zejména tloušťky vrstev a provedení kontaktu pro vývod katody) struktury je upravena tak, aby na ni světelné záření dopadalo ze strany katody (obr. 14) a bylo z větší části pohlcováno poblíž přechodu J_2 . Pohlcované fotony dopadajícího záření vyvolají vznik párů volných nosičů elektrického náboje elektron–díra. Vznik těchto párů nosičů má stejný účinek jako proud přiváděný do řídicí elektrody – zvětšují blokovací proud čtyřvrstvé struktury. Je-li osvětlení čtyřvrstvé struktury dostatečně velké, dojde k trvalému zvětšování proudu strukturou a ta zapne.

Aby se získala potřebná citlivost čtyřvrstvé struktury k dopadajícímu záření, musí být konstruována pro malé zapínací proudy. To vyžaduje velmi tenké křemíkové destičky, na nichž nelze dosáhnout velkou napěťovou a proudovou zatížitelnost [12], velkou odolnost proti nárůstu blokovacího napětí a provozním teplotám.

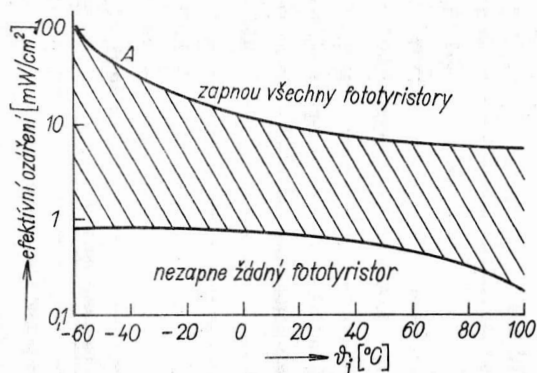
Kromě běžných vlastností udávaných u tyristorů (tab. 5) jsou pro výběr fototyristorů důležité zapínací vlastnosti při ozáření. Jsou udávány jako závislost efektivního ozáření potřebného k zapnutí (spínacího ozáření) na teplotě křemíkové destičky (obr. 20). Pro spolehlivé zapínání foto-

Tab. 5. Základní parametry tyristoru T16 typ 201 (výrobek o. p. ČKD Praha, závod Polovodiče)

Parametr	Označení	Podmínky, za jakých je parametr udáván	Hodnoty
mezní propustný proud	$I_{T(AV)max}$	$\psi = 180^\circ; \vartheta_c = 85^\circ C$	16 A
mezní efektivní proud	$I_{I,max}$		25 A
opakovatelné napětí	závěrné U_{RRM}	pro celý rozsah pracovních teplot	100 až 1200 V
	blokovací U_{DRM}	pro celý rozsah pracovních teplot	100 až 1200 V
neopakovatelné závěrné napětí	U_{RSM}	pro celý rozsah pracovních teplot	110 až 1340 V
nárazový propustný proud	I_{TSM}	$t = 10 \text{ ms}; \vartheta_j = 25^\circ C; U_R = 0$	200 A
		$t = 10 \text{ ms}; \vartheta_j = 110^\circ C; U_R = 0$	150 A
$I^2 t$	$I^2 t$	$t = 10 \text{ ms}; \vartheta_j = 25^\circ C$	200 A ² s
		$t = 10 \text{ ms}; \vartheta_j = 110^\circ C$	110 A ² s
závěrný proud	I_R	$U_R = U_{RRM}; \vartheta_j = 110^\circ C$	15 mA
blokovací proud	I_D	$U_D = U_{DRM}; \vartheta_j = 110^\circ C$	15 mA
zapínací napětí	U_{GT}	$U_D = 12 \text{ V}; \vartheta_j = 25^\circ C$	3 V

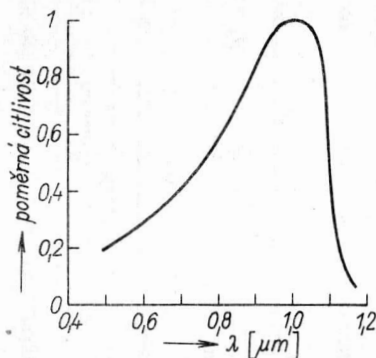
zapínací proud	I_{GT}	$U_D = 12 \text{ V}; g_j = 25^\circ\text{C}$	80 mA
střední řídicí výkon	$P_{G(AV)}$		0,5 W
kritická srmost nárůstu	$\left(\frac{dI_T}{dt}\right)_{krit}$	$f = 50 \text{ Hz}; I_{TM} = 50 \text{ A}$ $U_D = U_{DRM}; g_j = 110^\circ\text{C}$	20 A/ μs
propustného proudu		$I_G = 0,6 \text{ A}$	
kritická srmost nárůstu blokovacího napětí	$\left(\frac{dU_D}{dt}\right)_{krit}$	$g_j = 110^\circ\text{C}; U_D = 0,67 U_{DRM}$	do 200 V/ μs
vratný proud	I_H	$g_j = 25^\circ\text{C}$	60 mA
vypínací doba	t_q	$g_j = 110^\circ\text{C}; U_R = 100 \text{ V}; I_T = 50 \text{ A}$	typická hodnota 50 μs
zapínací doba	t_z	$g_j = 25^\circ\text{C}; U_D = U_{DRM}; I_T = 50 \text{ A}$	typická hodnota 5 μs
blokovací řídicí napětí	U_{GD}	$g_j = 110^\circ\text{C}; U_D = U_{DRM}$	0,25 V
vnitřní tepelný odpor	R_{thjc}		1,3 $^\circ\text{C/W}$
pracovní rozsah teplot	g_j		-40 až +110 $^\circ\text{C}$

tyristorů musí být zdroje záření voleny tak, aby jimi způsobené ozáření fototyristoru bylo při dané provozní teplotě větší, než udává mezní zapínací charakteristika (křivka A, obr. 20).



Obr. 20. Příklad průběhu světelné zapínací charakteristiky fototyristoru s $I_{T(AV)max} = 0,5 \text{ A}$ a pro $U_{RRM} = U_{DRM} = 25 \text{ až } 400 \text{ V}$

Z hlediska volby zdrojů záření jsou důležité i spektrální vlastnosti fototyristorů. Výrobci je udávají charakteristikou (obr. 21), která vyjadřuje poměrnou spektrální citlivost fototyristoru v závislosti na vlnové délce λ dopadajícího záření.

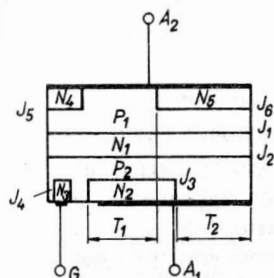


Obr. 21. Typická spektrální charakteristika fototyristoru (λ je vlnová délka dopadajícího záření)

3.3. Obousměrné triodové tyristory (triaky)

Triaky patří k nejnovějším výkonovým polovodičovým součástkám. Uspořádáním vrstev v křemíkové destičce navazují na tyristory. Mají pětivrstvou strukturu NPNPN (obr. 22), která tvoří šest přechodů PN

(J_1 až J_6 , obr. 22). Pro vysvětlení funkce si pětivrstvovou strukturu triaku nahradíme dvěma antiparalelně zapojenými tyristory. Má-li svorka A_2 triaku kladné napětí vzhledem k A_1 , bude v blokovacím směru namáhán náhradní tyristor T_1 s přechody J_1 , J_2 a J_3 . Druhý náhradní tyristor T_2 bude v téže době namáhán závěrným napětím. Při obrácené polaritě napájecího napětí bude v blokovacím směru zatěžován tyristor T_2 a tyristor T_1 ve směru závěrném.



Obr. 22. Uspořádání vrstev polovodiče v křemikové destičce triaku

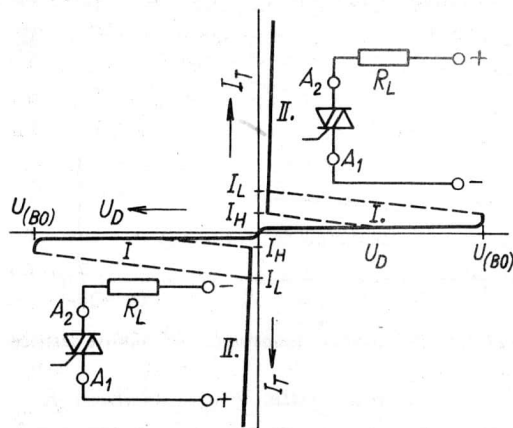
Přivedeme-li u takto vytvořené struktury proud do obvodu řídicí elektroda – anoda A_1 , zapneme jím oba náhradní tyristory. Řídicí proud může přitom být jak kladný, tak záporný, a to při obou polaritách na svorkách A_1 , A_2 [12].

Vzájemná kombinace řídicího a anodového napětí dává čtyři různé možnosti zapínání. Všechny jsou patrné z tab. 6. Pro potřebu zapínání triaků v obvodech jsou určeny zapínací možnosti $I^{(+)}$, $I^{(-)}$ a $III^{(-)}$. Možnost $III^{(+)}$ se od předchozích liší v tom, že vyžaduje podstatně větší zapínací proudy. V aplikacích se způsobu $III^{(+)}$ používá jen v nevyhnutelných případech, a to jen u takových součástek, u nichž je tento způsob zapínání výrobcem povolen.

Tab. 6. Přehled zapínacích možností triaků

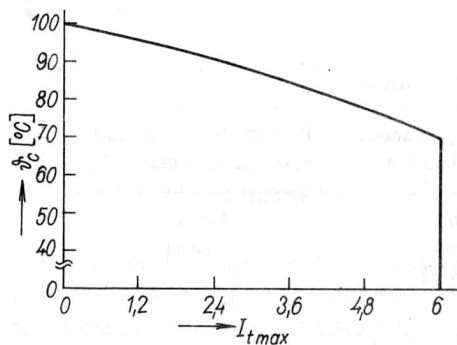
Možnost zapínání	Polarita napětí anody A_2 vzhledem k A_1	Polarita napětí na řídicí elektrodě vzhledem k A_1
$I^{(+)}$	kladná	kladná
$I^{(-)}$	kladná	záporná
$III^{(+)}$	záporná	kladná
$III^{(-)}$	záporná	záporná

Voltampérová charakteristika triaku naměřená mezi anodami A_1 a A_2 je na obr. 23. Vlastnosti a chování jednotlivých jejích částí a bodů v provozních podmínkách jsou stejné jako u tyristorů a nebudeme se jimi podrobněji zabývat.



Obr. 23. Voltampérová charakteristika obousměrného triodového tyristoru (triaku).

Rovněž způsob udávání parametrů blokovacích charakteristik pro výběr součástek do aplikací je stejný jako u tyristorů (tab. 5). Rozdíly jsou v udávání parametrů propustné charakteristiky. Proudová zatížitelnost je udána mezním efektivním propustným proudem I_{tmax} a závislostí efektivního propustného proudu na teplotě základny (obr. 24). Tato křivka pak platí pro všechna zapojení triaků i úhly otevření (zapnutí). Přetížitelnost je opět udána stejnými parametry s křivkou proudové přetížitelnosti jako u tyristorů.

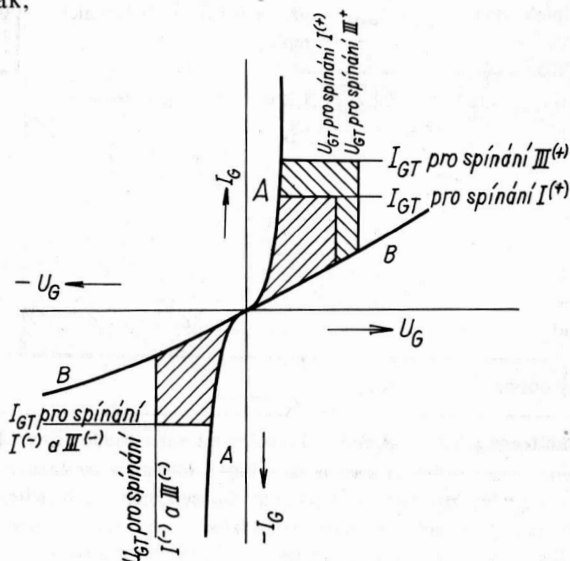


Obr. 24. Příklad závislosti přípustné teploty základny triaku (typu KT772 až KT774 vyráběného n. p. TESLA Rožnov) na mezním efektivním propustném proudu

Proti tyristorům se triaky liší v dynamických parametrech. U triaků není udávána vypínací doba jako u tyristorů. Vypínací proces (přechod z propustného do blokovacího stavu) se totiž podstatně liší od stejného procesu u tyristorů. Rozdíly vyplývají z toho, že stejnou křemíkovou destičkou může procházet proud obou polarit. I když při každé polaritě prochází proud jinou částí křemíkové destičky, dochází k jejich vzájemnému ovlivňování. Způsobují jej nosiče proudu, které se dostanou i do nevodivé oblasti. Zde pak určitou dobu setrvávají i po tom, kdy propustný proud klesl na nulu. Je-li pokles proudu dostatečně strmý a přiložíme-li k triaku napětí opačné polarity, mohou tyto nosiče způsobit zapnutí triaku. Ten pak vede proud v obráceném směru a nedojde k vypnutí.

O tom, zda dojde k zapnutí, bude rozhodovat velikost procházejícího proudu bezprostředně před komutací a strmost nárůstu přikládaného (tzv. komutačního) napětí dU_q/dt . Aby se v provezech vyloučilo nežádoucí zapnutí, je nutné skutečné dU/dt vznikající v obvodu omezit pod příпустnou mez udanou pro každý typ triaku v podkladech výrobce formou tzv. kritické strmosti nárůstu komutačního napětí $(dU_q/dt)_{krit}$. Velikost této meze závisí na provozních podmínkách:

a) na teplotě křemíkové destičky; se vzrůstající teplotou $(dU_q/dt)_{krit}$ klesá a naopak,



Obr. 25. Průběh vstupní charakteristiky triaku (možnosti zapínání odpovídají tab. 6)

b) na strmosti poklesu propustného proudu; čím rychleji proud klesá, tím menší odolnost proti dU_q/dt mají triaky,

c) na amplitudě propustného proudu; čím je větší, tím menší odolnost proti dU_q/dt dostaneme.

Proti tyristorům mají triaky odlišný způsob udávání zapínacích vlastností. Základem jsou i zde vstupní charakteristiky. Příklad jejich průběhu je na obr. 25. Kromě dvou mezních voltampérových charakteristik obvodu řídicí elektroda – anoda A_1 (křivky A ; B) jsou sem zakreslována i zapínací napětí a proudy pro jednotlivé možnosti zapnutí.

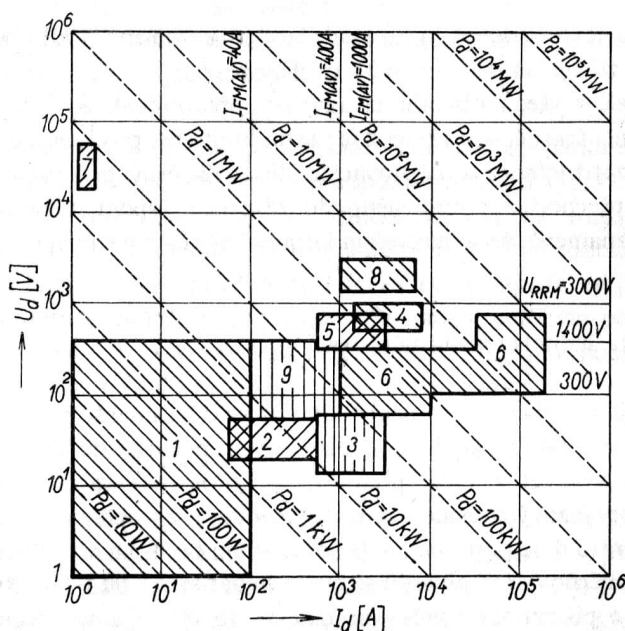
Ukázka způsobu udávání parametrů triků je v tab. 7.

Tab. 7. Základní parametry triků KT772 až KT774 vyráběných n. p. TESLA Rožnov

Parametr	Označení	Podmínky, za jakých je parametr udáván	Hodnoty
mezní efektivní proud	I_{Tmax}	$\vartheta_c \leq 70^\circ C$	6 A
nárazový propustný proud	I_{TSM}	$\vartheta_j = 25^\circ C$; $t = 10$ ms	50 A
opakovatelné blokovací napětí	U_{DRM}	pro celý rozsah pracovních teplot	200; 400; 600 V
zapínací napětí	U_{GT}	$U_D = 12$ V; $\vartheta_j = 25^\circ C$ pro způsoby zapínání $I^{(+)}$; $I^{(-)}$; $III^{(-)}$	3 V
zapínací proud	I_{GT}	$U_D = 12$ V; $\vartheta_j = 25^\circ C$	80 mA
vratný proud	I_H	$U_D = 24$ V; $\vartheta_j = 25^\circ C$	< 50 mA
přidržený proud	I_L	$U_D = 24$ V; $\vartheta_j = 25^\circ C$	≤ 70 mA
vnitřní tepelný odpor	R_{thjc}		2,8 $^\circ C/W$
pracovní rozsah teplot	ϑ_j		-40 až +100 $^\circ C$

II. POUŽITÍ USMĚŘŇOVACÍCH A STABILIZAČNÍCH DIOD

Hlavní oblastí užití usměřňovacích diod jsou usměřňovací zařízení, sloužící k přeměně střídavého napětí na stejnosměrné. V této oblasti se uplatňují součástky s nejmenší i největší napěťovou a proudovou zatížitelností. Jaké výkonové, napěťové a proudové rozsahy usměřňovačů jsou dosahovány s křemíkovými diodami, vyplývá z obr. 26.



Obr. 26. Přehled hlavních oblastí užití usměřňovačů s křemíkovými diodami. Jednotlivé oblasti značí: 1 – drobná užití ve spotřební a průmyslové elektrotechnice; 2 – svářecí technika; 3 – galvanotechnika; 4 – měničové lokomotivy; 5 – městská trakce; 6 – elektrolyza; 7 – odlučovače popílků, vysílače, lékařská technika; 8 – hlavní trakce; 9 – výkonové usměřňovače pro různé užití. V obrázku je zakreslena proudová a napěťová zatížitelnost diod používaných pro dané výstupní parametry usměřňovačů

Méně častou oblastí použití usměrňovacích diod jsou obvody jisticí a stabilizační, popřípadě zdroje nesinusových průběhů.

Stabilizační diody nacházejí dosud největší uplatnění ve stabilizátorech proudu a napětí. Významné je i použití při jištění (zejména elektronických zařízení) proti přepětím a zdroje nesinusových průběhů.

Následující část této kapitoly uvádí několik příkladů užití usměrňovacích a stabilizačních diod z každé aplikační oblasti. Hlavní pozornost je přitom kladena na usměrňovací obvody jako základní oblast užití usměrňovacích diod.

4. USMĚRŇOVACÍ OBVODY

V dalším textu jsou obvody usměrňovačů rozděleny podle počtu fází napájecího zdroje na jednofázové a trojfázové.

Pro výpočet všech obvodů je zaveden předpoklad, že kmitočet napájecí sítě nepřekročí 400 Hz, což je mezní kmitočet, pro který je udávána proudová zatížitelnost usměrňovacích diod. Závěrný proud diod je zanedbáván a přechod z propustného do závěrného stavu je pokládán za ideální, to znamená, že se neuvažují komutační děje vlastních diod.

4.1. Jednofázové usměrňovací obvody

Nejčastěji používaná zapojení jednofázových usměrňovacích obvodů jsou uvedena v tab. 8a spolu s idealizovanými průběhy důležitých napětí, vztahy pro výpočet a výčet předností a nedostatků každého zapojení. Činnost jednofázových usměrňovacích obvodů je z jejich zapojení zřejmá, a nebude proto dále popisována. S podrobným popisem všech základních zapojení usměrňovacích obvodů se může čtenář seznámit v literatuře [13].

Jednotlivé písmenové značky použité v tab. 8a, b a ve všech dalších úvahách týkajících se usměrňovacích obvodů znamenají:

$U_{d0(AV)}$	střední hodnota výstupního napětí nezatíženého usměrňovače
$U_{d(AV)}$	střední hodnota výstupního napětí zatíženého usměrňovače
U_{dOM}	vrcholová hodnota výstupního napětí nezatíženého usměrňovače
$I_{d(AV)}$	střední hodnota výstupního proudu usměrňovače

I_{dM}	vrcholová hodnota výstupního proudu usměrňovače
$I_{F(AV)}$	střední hodnota diodového proudu
I_f	efektivní hodnota diodového proudu
I_{FM}	vrcholová hodnota diodového proudu
I_{FMmax}	vrcholová hodnota diodového proudu při zapnutí usměrňovače s kapacitním filtrem
U_{RM}	vrcholová hodnota závěrného napětí diody
U_v	efektivní hodnota fázového napětí na sekundární straně transformátoru
I_v	efektivní hodnota proudu sekundárního vinutí transformátoru
U_1	efektivní hodnota fázového napětí na primární straně transformátoru
I_1	efektivní hodnota proudu primárního vinutí transformátoru
P_T	typový výkon transformátoru
v	činitel zvlnění výstupního napětí usměrňovače
f	kmitočet napájecího napětí

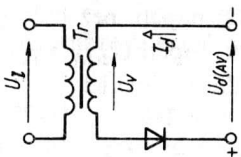
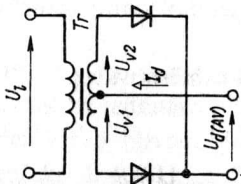
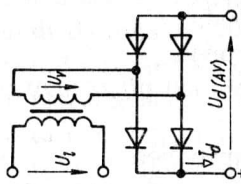
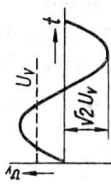
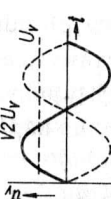
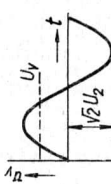
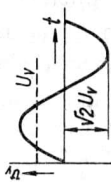
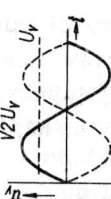
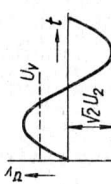
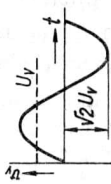
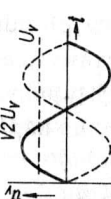
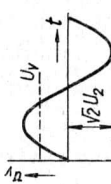
Vztahy uvedené v tab. 8a pro výpočet jednotlivých parametrů jedno-fázových usměrňovačů platí jen za předpokladu, že při výpočtu zanedbáváme úbytek napětí na diodách usměrňovače a na transformátoru. Tento předpoklad však v praxi zpravidla nelze přijmout, neboť usměrňovač postavený na základě vypočítaných hodnot podle tab. 8a by při zatížení stejnosměrným proudem $I_{d(AV)}$ dával nižší napětí, než bylo požadováno. Abychom se této chyby vyvarovali, je třeba napětí $U_{d(AV)}$ vypočítané podle vztahu uvedeného v tab. 8a zvýšit v soulase s rovnicí

$$U_{d0(AV)} = U_{d(AV)} + \Delta U_D + \Delta U_T \quad (6)$$

kde ΔU_D je úbytek napětí na diodách. Jeho velikost určíme z propustné charakteristiky (uvedené v katalogu zvoleného typu diody) pro proud $I_{d(AV)}$. Nemáme-li charakteristiku diody, volíme úbytek $\Delta U_D = 0,5 \text{ V}$, použijeme-li germaniové diody nebo seleny, nebo $\Delta U_D = 1 \text{ V}$ u křemíkových diod. U můstkového zapojení usměrňovače se volí úbytek na diodách dvojnásobně velký, neboť v proudovém obvodu jsou zapojeny dvě diody.

ΔU_T je úbytek napětí na transformátoru, jehož velikost vyjádřenou v procentech $U_{d(AV)}$ můžeme v závislosti na typovém výkonu transformátoru zjistit z obr. 27.

Tab. 8a. Vztahy pro výpočet základních usměrňovacích obvodů při odporové a indukční zátěži

	Jednofázové jednopulsní zapojení	Jednofázové uzlové zapojení	Jednofázové můstkové zapojení
Zapojení usměrňovače			
			
	$U_{dM} = \sqrt{2} U_v$ $U_d = 0,707 U_v$	$U_{dM} = \sqrt{2} U_v$ $U_d = U_v$	$U_{dM} = \sqrt{2} U_v$ $U_d = U_v$
Průběh napětí na sekundárním vinutí transformátoru			
	$U_{dM} = \sqrt{2} U_v$ $U_d = 0,707 U_v$	$U_{dM} = \sqrt{2} U_v$ $U_d = U_v$	$U_{dM} = \sqrt{2} U_v$ $U_d = U_v$
			
	$U_{dM} = \sqrt{2} U_v$ $U_d = 0,707 U_v$	$U_{dM} = \sqrt{2} U_v$ $U_d = U_v$	$U_{dM} = \sqrt{2} U_v$ $U_d = U_v$

Výhody zapojení

- jednoduché zapojení
- může být připojeno přímo na síť
- potřebuje jen dvě diody
- velká účinnost usměrňovače

- menší napěťové zatížení diod než u uzlového zapojení
- jednoduchý transformátor
- může být napájen přímo ze sítě

Nevýhody zapojení

- velké zvinění výstupního napětí
- ve vinutí transformátoru prochází stejnosměrná složka proudu, která může být příčinou zahřívání transformátorů
- může pracovat jen s transformátorem
- diody jsou namáhány vysokým závěrným napětím
- drahý transformátor

- menší účinnost než u uzlového zapojení
- potřebují čtyři diody

Tab. 8a (pokračování)

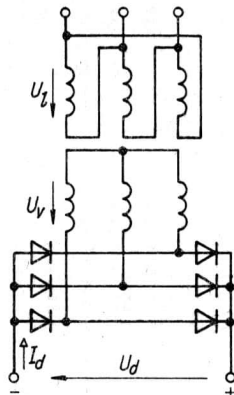
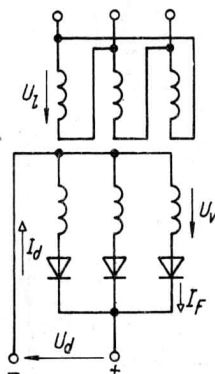
Parametr	Jednofázové jdnopulsní zapojení	Jednofázové uzlové zapojení	Jednofázové můstkové zapojení
Výstupní napětí			
stejnoseměrné výstupní napětí $U_{d(AV)}$	$0,45U_v$	$0,90U_v$	$0,90U_v$
efektivní výstupní napětí U_d	$1,57U_{d(AV)}$	$1,11U_{d(AV)}$	$1,11U_{d(AV)}$ *
špičkové výstupní napětí U_{dM}	$3,14U_{d(AV)}$	$1,57U_{d(AV)}$	$1,57U_{d(AV)}$
Výstupní proud			
střední proud diodou $I_{F(AV)}$	$I_{d(AV)}$	$0,5I_{d(AV)}$	$0,5I_{d(AV)}$
efektivní proud diodou I_f	odporová zátěž	$1,57I_{d(AV)}$	$0,785I_{d(AV)}$
	indukční zátěž	—	$0,707I_{d(AV)}$
vrcholová hodnota proudu diodou I_{FM}	odporová zátěž	$3,14I_{d(AV)}$	$1,57I_{d(AV)}$
	indukční zátěž	—	$I_{d(AV)}$
Parametry transformátoru			
sekundární fázové napětí U_v	$2,22U_{d(AV)}$	$1,11U_{d(AV)}$	$1,11U_{d(AV)}$

proud sekundárním vinutím I_v	odporová zátěž indukční zátěž	$1,57I_{d(AV)}$ —	$0,785I_{d(AV)}$ $0,707I_{d(AV)}$	$1,11I_{d(AV)}$ $I_{d(AV)}$
výkon sekundárního vinutí P_{Tv}	odporová zátěž indukční zátěž	$3,48U_{d(AV)}I_{d(AV)}$ —	$1,74U_{d(AV)}I_{d(AV)}$ $1,57U_{d(AV)}I_{d(AV)}$	$1,23U_{d(AV)}I_{d(AV)}$ $1,11U_{d(AV)}I_{d(AV)}$
primární fázové napětí U_1 (převod 1 : 1)		$2,22U_{d(AV)}$	$1,11U_{d(AV)}$	$1,11U_{d(AV)}$
proud primárním vinutím I_1 (převod 1 : 1)	činná odporová zátěž indukční zátěž	$1,57I_{d(AV)}$ —	$1,11I_{d(AV)}$ $I_{d(AV)}$	$1,11I_{d(AV)}$ $I_{d(AV)}$
výkon primárního vinutí P_1	odporová zátěž indukční zátěž	$3,48U_{d(AV)}I_{d(AV)}$ —	$1,23U_{d(AV)}I_{d(AV)}$ $1,11U_{d(AV)}I_{d(AV)}$	$1,23U_{d(AV)}I_{d(AV)}$ $1,11U_{d(AV)}I_{d(AV)}$
kmitočet základní harmonické f_r		f	$2f$	$2f$
činitel zvlnění v [%]		121	48,5	48,5
závěrné napětí diod U_{RM}		$3,14U_{d(AV)}$	$3,14U_{d(AV)}$	$1,57U_{d(AV)}$

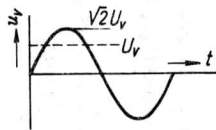
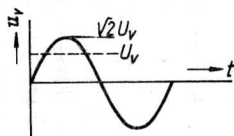
Trojfázové uzlové zapojení

Trojfázové můstkové zapojení

Zapojení usměrňovače

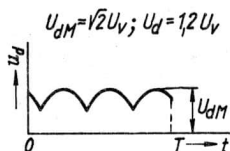


Průběh napětí na sekundárním vinutí transformátoru

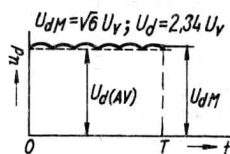


Průběh výstupního napětí usměrňovače

$$U_{dM} = \sqrt{2} U_V; U_d = 1,2 U_V$$



$$U_{dM} = \sqrt{6} U_V; U_d = 2,34 U_V$$



Výhody zapojení

– dobrá účinnost u nízkonapětových usměrňovačů

– nízké závěrné napětí diod
– malé zvlnění výstupního napětí
– dobré využití transformátoru
– při daném napájecím napětí nejvyšší U_d

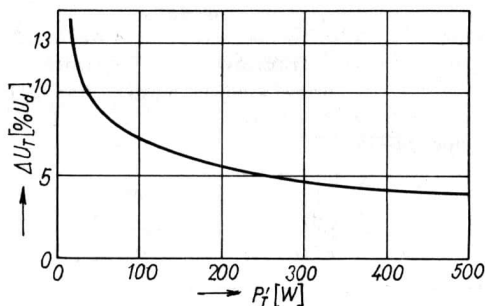
Nevýhody zapojení

– horší využití transformátoru
– větší napětové namáhání diod
– větší zvlnění výstupního napětí (všechno v porovnání s trojfázovým můstkem)

– malá účinnost u nízkonapětových usměrňovačů
– potřebuje šest diod

Tab. 8b (pokračování)

Parametr		Trojfázové uzlové zapojení	Trojfázové můstkové zapojení
Výstupní napětí			
stejnoseměrné výstupní napětí $U_{d(AV)}$		$1,17U_v$	$2,34U_v$
efektivní výstupní napětí U_d		$1,02U_{d(AV)}$	$U_{d(AV)}$
špičkové výstupní napětí U_{dM}		$1,21U_{d(AV)}$	$1,05U_{d(AV)}$
Výstupní proud			
střední proud diodou $I_{F(AV)}$		$0,33I_{d(AV)}$	$0,33I_{d(AV)}$
efektivní proud diodou I_f	odporová zátěž	$0,588I_{d(AV)}$	$0,577I_{d(AV)}$
	indukční zátěž	$0,577I_{d(AV)}$	$0,577I_{d(AV)}$
vrcholová hodnota proudu diodou I_{FM}	odporová zátěž	$1,21I_{d(AV)}$	$1,05I_{d(AV)}$
	indukční zátěž	$I_{d(AV)}$	$I_{d(AV)}$
Parametry transformátoru			
sekundární fázové napětí U_v		$0,855U_{d(AV)}$	$0,428U_{d(AV)}$
proud sekundárním vinutím I_v	odporová zátěž	$0,588I_{d(AV)}$	$0,816I_{d(AV)}$
	indukční zátěž	$0,577I_{d(AV)}$	$0,816I_{d(AV)}$
výkon sekundárního vinutí P_{Tv}	odporová zátěž	$1,50U_{d(AV)}I_{d(AV)}$	$1,05U_{d(AV)}I_{d(AV)}$
	indukční zátěž	$1,48U_{d(AV)}I_{d(AV)}$	$1,05U_{d(AV)}I_{d(AV)}$
primární fázové napětí U_1 (převod 1 : 1)		$0,855U_{d(AV)}$	$0,428U_{d(AV)}$
proud primárním vinutím I_1 (převod 1 : 1)	odporová zátěž	$0,484I_{d(AV)}$	$0,816I_{d(AV)}$
	indukční zátěž	$0,471I_{d(AV)}$	$0,816I_{d(AV)}$
výkon primárního vinutí P_{Tl} (převod 1 : 1)	odporová zátěž	$1,24U_{d(AV)}I_{d(AV)}$	$1,05U_{d(AV)}I_{d(AV)}$
	indukční zátěž	$1,21U_{d(AV)}I_{d(AV)}$	$1,05U_{d(AV)}I_{d(AV)}$
kmitočet základní harmonické f_r		$3f$	$6f$
činitel zvlnění ν [%]		17,7	4,0
závěrné napětí diod U_{RM}		$2,09U_{d(AV)}$	$1,05U_{d(AV)}$



Obr. 27. Úbytek na vinutí transformátoru v závislosti na typovém výkonu transformátoru

Postup při návrhu jednofázového usměrňovacího obvodu

a) Zvolíme vhodné zapojení usměrňovacího obvodu. Jako vodítka použijeme tab. 8a (vycházíme přitom např. z požadovaného zvlnění výstupního napětí; výstupních parametrů usměrňovače atd.).

b) Vypočítáme střední hodnotu proudu procházejícího diodou ($I_{F(AV)}$). Z katalogů vybereme nejvhodnější proudový typ diody.

c) Ze zadaných hodnot stejnosměrného napětí ($U_{d(AV)}$) a proudu $I_{d(AV)}$ vypočítáme typový výkon P_T podle vztahu z tab. 8. Předpokládáme přitom, že $U_{d0(AV)} = U_{d(AV)}$.

d) Vypočítáme stejnosměrné napětí naprázdno podle rovnice (6). Velikost napětí ΔU_T určíme pro vypočítaný výkon P_T z obr. 27.

e) Navrhne transformátor pro:

A. Typový výkon P_T , který stanovíme z napětí naprázdno $U_{d0(AV)}$ a proudu $I_{d(AV)}$ podle vztahu v tab. 8a.

B. Sekundární napětí U_v , pro jehož velikost je vztah v tab. 8. Výchozím parametrem je napětí $U_{d0(AV)}$.

f) Zvolíme napěťový typ diody tak, aby opakovatelné závěrné napětí (U_{RRM}) bylo $U_{RRM} \geq 2U_{RM}$. Napětí určíme z tab. 8a, přičemž výchozím parametrem je opět $U_{d0(AV)}$.

Podle článku 14 navrhne přepětovou, popřípadě nadproudovou [3] ochranu. Příklad výpočtu usměrňovacího obvodu je v tab. 9.

4.2. Filtrační obvody pro jednofázové usměrňovače

Jak můžeme z předchozí části kapitoly usoudit (a to zejména z činitele zvlnění – viz vztah pro v v tab. 8a), má výstupní napětí jednofázových usměrňovačů značné zvlnění. Jeho zmenšení nebo velikost požadovanou

Tab. 9. Přehled výpočtu usměrňovače s parametry $U_{d(AV)} = 24 \text{ V}$, $I_{d(AV)} = 15 \text{ A}$; zátěž je indukční

Krok číslo	Zadané parametry
	<p>stejnosemné napětí $U_{d(AV)} = 24 \text{ V}$ stejnosemnný proud $I_{d(AV)} = 15 \text{ A}$ usměrňovač bude pracovat do indukční zátěže</p>
a	zvolíme zapojení usměrňovače do jednofázového můstku
b	<p>střední proud diodou (tab. 8) $I_{F(AV)} = 0,5I_{d(AV)} = 0,5 \cdot 15 = 7,5 \text{ A}$ volíme křemíkovou diodu s proudovou zatížitelností 10 A – výrobce n. p. TESLA Rožnov</p>
c	<p>typový výkon transformátoru (tab. 8 – vztah pro indukční zátěž)</p> $P_T = 1,11U_{d(AV)}I_{d(AV)} = 1,11 \cdot 24 \cdot 15 \doteq 400 \text{ W}$
d	<p>z obr. 27 pro $P_T = 400 \text{ W}$ přečteme $\Delta U_T = 0,041 \cdot 24 \doteq 1 \text{ V}$; úbytek na křemíkové diodě $\Delta U_F = 1 \text{ V}$ stejnosemné napětí naprázdno podle rovnice (6)</p> $U_{d0(AV)} = U_{d(A)} + 2\Delta U_F + \Delta U_T = 24 + 2 + 1 = 27 \text{ V}$
eA	<p>skutečný typový výkon transformátoru (tab. 8)</p> $P_T = 1,11U_{d0(AV)}I_{d(AV)} = 1,11 \cdot 27 \cdot 15 = 450 \text{ W}$
eB	<p>sekundární napětí a proud transformátoru</p> $U_v = 1,11U_{d0(AV)} = 1,11 \cdot 27 = 30 \text{ V}$ $I_v = I_{d(AV)} = 15 \text{ A}$
f	<p>závěrné napětí na diodě</p> $U_{RM} = 1,57U_v = 1,57 \cdot 30 = 47 \text{ V}$ <p>neopakovatelné závěrné napětí</p> $U_{RSM} \geq 2,0U_{RM} = 47 \cdot 2 = 94 \text{ V}$ <p>proudové a napěťové zatížitelnosti vyhoví dioda typu KY708 přepěťovou ochranu umístíme na sekundární stranu transformátoru a její hodnoty za předpokladu, že $I_\mu = 0,1I$, jsou:</p> $C_2 = 225I_\mu/U_1(U_2/U_1)^2 = 225 \cdot 0,1/220 \cdot (220/30)^2 = 11 \mu\text{F}$ $R_2 = 220/11 = 18 \Omega; \text{ volíme } R_2 = 20 \Omega$

spotřebičem dosáhneme filtračními obvody sestavenými z kondenzátorů a tlumivek, popřípadě jejich kombinací. Způsob změny vlastností a parametrů usměrňovačů s nejvíce rozšířenými druhy filtrů uvedeme dále.

Jednopulsní usměrňovač s kapacitním filtrem

Jednopulsní usměrňovač s kapacitní zátěží je nejjednodušším usměrňovacím obvodem schopným dodávat vyhlazené stejnosměrné napětí. Zapojení obvodu spolu s průběhy proudů a napětí je na obr. 28. V kladné půlperiodě (označené znaménkem u napájecího zdroje) napájecího napětí se kondenzátor C nabije na amplitudu napájecího napětí. Jakmile napájecí napětí začne klesat pod vrcholovou hodnotu, je napětí na kondenzátoru větší než napájecí napětí a dioda D je napětím u_C polarizována v závěrném směru. Kondenzátor se vybíjí přes zatěžovací odpor, a to do té doby, dokud napájecí napětí znovu nevzroste na hodnotu, rovnou napětí na kondenzátoru. Dioda D bude od tohoto okamžiku znovu polarizována v propustném směru, kondenzátor se znovu nabíjí a celý děj se opakuje.

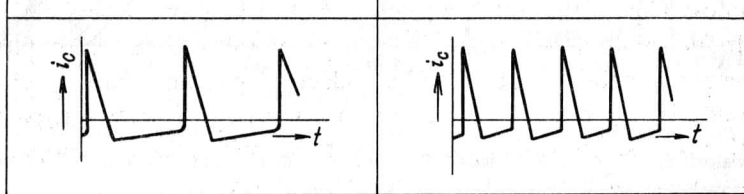
Dvojpulsní usměrňovač s kapacitním filtrem

Činnost kapacitních filtrů u dvojpulsních usměrňovačů je stejná jako u jednopulsního usměrňovače. Rozdíl je pouze v tom, že se filtrační kondenzátor nabíjí v obou půlperiodách napájecího napětí (obr. 28) a proud do zátěže dodává jen po malou část půlperiody napájecího napětí, takže se jeho náboj mění podstatně méně než u jednopulsního usměrňovače. Účinnost filtrace je zde podstatně větší.

Výpočet jednofázových usměrňovačů s kapacitním filtrem

Při výpočtu usměrňovačů s kapacitním filtrem klademe především důraz na pět hlavních parametrů, které je odlišují od zapojení s odporovou zátěží:

- a) zvlnění stejnosměrného napětí v ,
- b) napětové namáhání diod,
- c) amplitudu propustného proudu diody při zapnutí obvodu,



Obr. 28. Zapojení jednofázových usměrňovacích obvodů s kapacitním filtrem a průběhy napětí a proudů v obvodech

d) amplitudu trvalého propustného proudu diody,

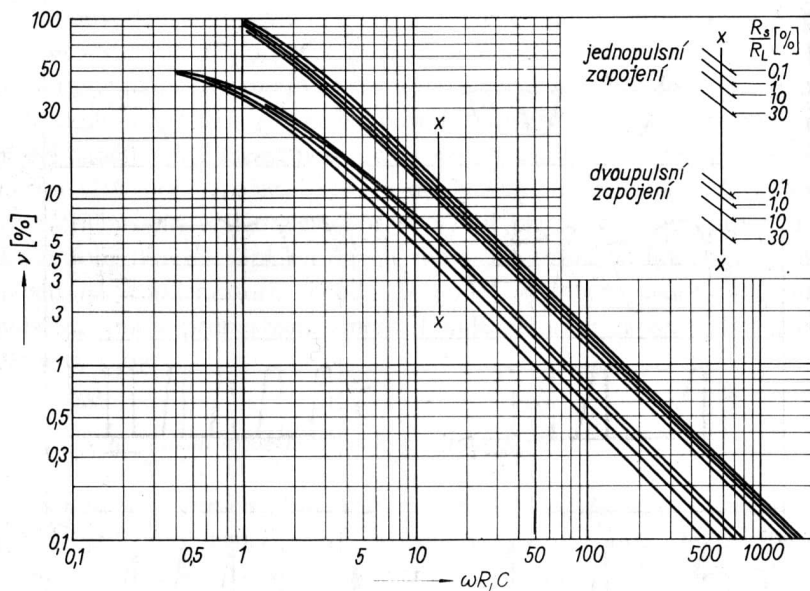
e) napětí na zátěži.

a) Zvlnění výstupního napětí. Z průběhu napětí na obr. 28 je zřejmé, že kapacitní filtr může zvlnění výstupního napětí podstatně zmenšit. Úroveň poklesu zvlnění závisí především na odporu zátěže R_L , odporu R_S zapojeném v nabíjecím obvodu kondenzátoru, velikosti kapacity konden-

zátoru C a kmitočtu napájecího napětí. Pro různé velikosti zmíněných parametrů můžeme velikost činitele zvlnění (pro jednopulsní a dvojpulsní zapojení usměrňovače) určit z obr. 29.

b) Napěťové namáhání diod. U jednopulsního a uzlového zapojení jsou diody trvale zatěžovány závěrným napětím

$$U_R = 2,83U_v \quad (7)$$

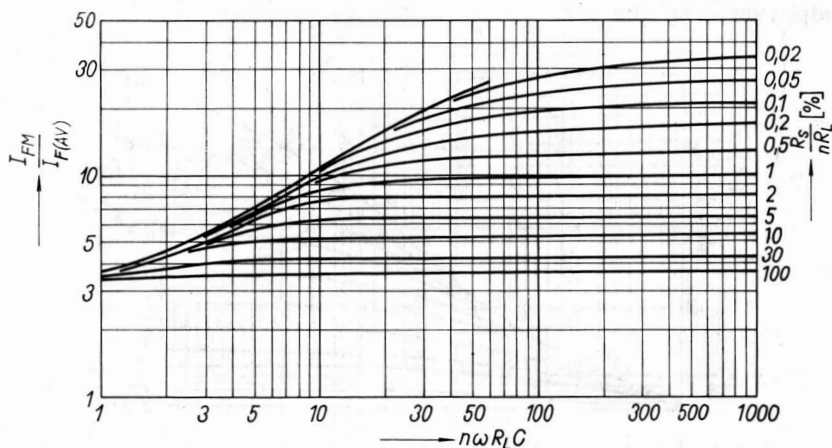


Obr. 29. Procentuální zvlnění výstupního napětí usměrňovače s kapacitním filtrem vyjádřené v závislosti na součinu $\omega R_L C$; jednotlivé parametry mají rozměr: C [F]; R_L [Ω]; $\omega = 2\pi f$; f je kmitočet napájecího napětí

Kromě tohoto napětí mohou být diody zatěžovány i přepětími, která vznikají v napájecím obvodu. Při výběru vhodného typu diody je tudíž nutné u obou obvodů počítat jak s napětím daným rovnicí (7), tak i s přepětím vznikajícím v napájecí síti.

Priznivější je situace u můstkového zapojení usměrňovače. V závěrném směru jsou diody zatěžovány jen napětím $U_R = 1,42U_v$. Rovněž přepětí přicházející ze strany napájecího napětí nejsou tak nebezpečná, neboť filtrační kondenzátor působí jako přepětíová ochrana.

c) Amplituda proudu diodou při zapnutí obvodu. Po připojení obvodu usměrňovače na napájecí síť prochází diodami zpočátku velký proud. Je to tím, že kondenzátor není zpočátku nabit a pro napájecí zdroj představuje vlastně zkrat na zátěži. Proud procházející diodami je za těchto podmínek omezen jen odporem R_s . Aby se při připojování usměrňovače na síť diody nezničily, musí být odpor napájecího zdroje R_s větší (nebo roven) než odpor udaný v katalozích výrobce u zvoleného typu diody.



Obr. 30. Poměr amplitudy (I_{FM}) ke střední hodnotě $I_{F(AV)}$ proudu diodou vyjádřený jako funkce součinu $n\omega R_L C$ pro různé hodnoty R_s/nR_L ($n = 1$ pro jednopulsní a $n = 2$ pro dvojpulsní usměrňovače; C [F]; R_s, R_L [Ω]; $\omega = 2\pi f$)

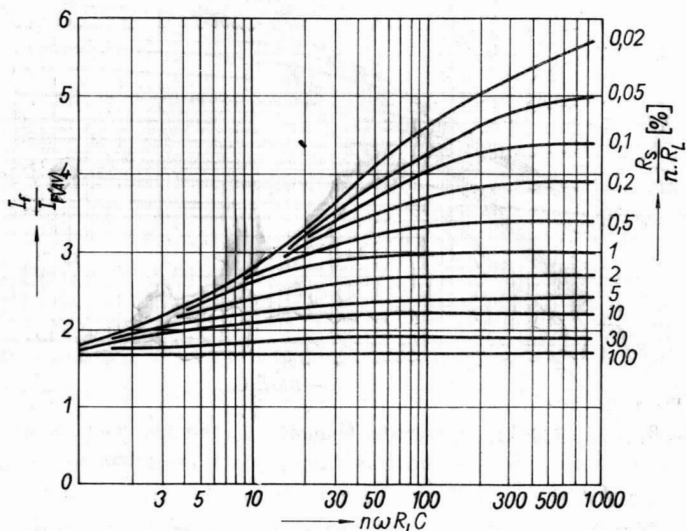
d) Amplituda trvalého propustného proudu diodou. Za provozu prochází diodami usměrňovače proud (obr. 28), jehož amplituda je závislá zejména na velikosti filtračního kondenzátoru. Čím větší jsou požadavky na vyhlazení výstupního napětí, tím větší kapacitu musíme do obvodu zapojit, proud bude diodami procházet kratší dobu a jeho amplituda bude větší. V křivkách na obr. 30 je zakreslen poměr proudů $I_{FM}/I_{F(AV)}$ jako funkce součinu $n\omega R_L C$. Parametrem křivek je poměr odporů R_s/nR_L . Ze známé velikosti součinu $n\omega R_L C$ lze pro daný poměr odporů zjistit amplitudu proudu I_{FM} procházejícího diodami, známe-li střední hodnotu diodového proudu $I_{F(AV)}$.

Se zvětšováním amplitudy I_{FM} odpovídající dané střední hodnotě $I_{F(AV)}$ propustného proudu se zvětšuje i efektivní hodnota proudu diodami a vzrůstá jejich výkonové namáhání. Aby nedošlo k přetížení diod, nesmí se v trvalém provozu překročit největší přípustná efektivní hodnota propustného proudu

$$I_{f \max} = 1,57 I_{F(AV) \max} \quad (8)$$

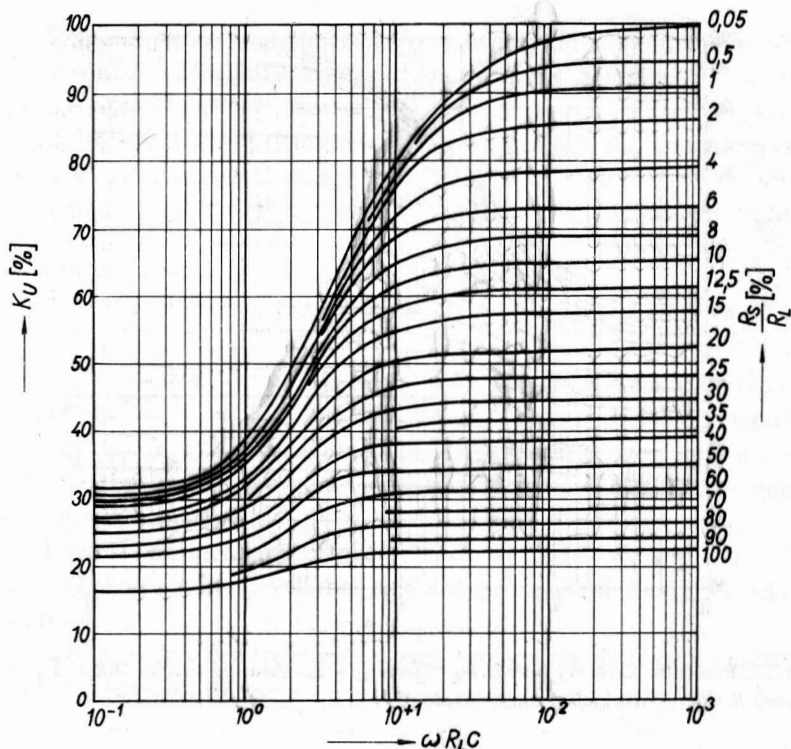
kde $I_{F(AV) \max}$ je mezní propustný proud (kap. 1.1) zvoleného typu diod.

Efektivní hodnotu propustného proudu určíme pro daný poměr R_S/nR_L , odpovídající střední proud $I_{F(AV)}$ a součin $n\omega R_L C$ z obr. 31.



Obr. 31. Poměr efektivní hodnoty (I_f) ke střední hodnotě ($I_{F(AV)}$) propustného proudu diodou vyjádřený jako funkce součinu $n\omega R_L C$ a poměrem R_S/nR_L ($n = 1$ pro jednopulsní a $n = 2$ pro dvojpulsní zapojení usměrňovače; C [F]; R_L, R_S [Ω]; $\omega = 2\pi f$)

e) Napětí na zátěži. Kromě napájecího napětí U_v ovlivňuje velikost usměrněného napětí i sériový odpor R_S , proud zátěží $I_{d(AV)}$, velikost kapacity kondenzátoru C a kmitočet napájecího napětí. Pro názornou představu o změnách výstupního napětí s parametry usměrňovače je na obr. 32 a 33 zakreslen pro jednotlivá zapojení jednofázových usměrňovačů poměr napětí $K_U = 100U_{d(AV)}/U_v\sqrt{2}$ v závislosti na součinu $\omega R_L C$ pro několik hodnot R_S/R_L .



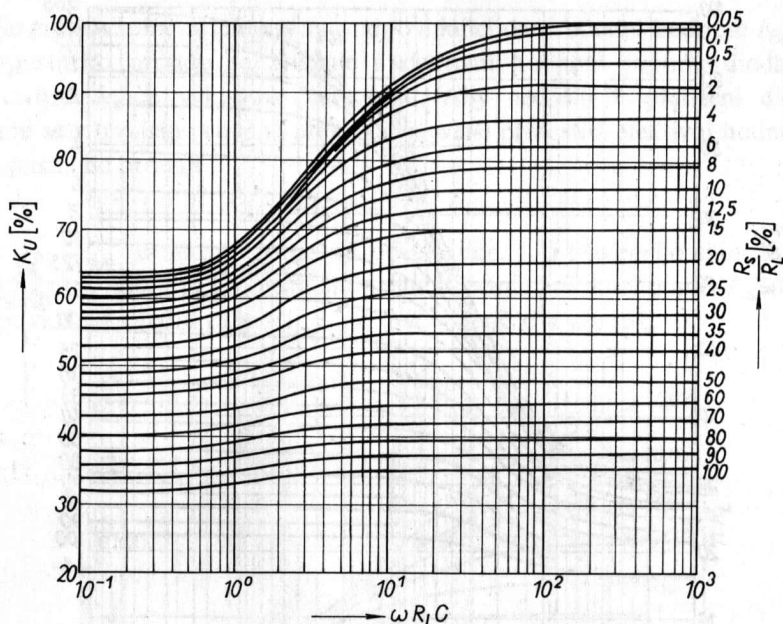
Obr. 32. Procentní napěťový poměr K_U vyjádřený v závislosti na součinu $\omega R_L C$ a poměru odporů R_s/R_L pro jednopulsní usměrňovač (C [F]; R_s, R_L [Ω]; $\omega = 2\pi f$)

Pro usměrňovač s kapacitním filtrem je výhodné, aby poměr K_U byl co největší. Největší hodnoty, tj. $K_U = 100\%$ dosáhneme tehdy, bude-li součin $\omega R_L C$ velký a sériový odpor R_s velmi malý. Tento požadavek je však v rozporu s podmínkou omezení zapínacího proudu usměrňovače (viz bod c) této kapitoly) a není jej možné splnit. Proto se alespoň vždy snažíme zvolit součin $\omega R_L C$ tak, aby byl z ploché oblasti příslušné křivky na obr. 32 nebo 33.

Postup při návrhu jednofázového usměrňovače s kapacitním filtrem

Při výpočtu vycházíme z těchto podkladů:

- požadovaného zvlnění výstupního napětí v ,
- požadovaného výstupního napětí $U_{d(AV)}$ a proudu $I_{d(AV)}$ usměrňovače,
- kmitočtu napájecího napětí a zapojení usměrňovače.



Obr. 33. Procentní napěťový poměr K_U vyjádřený v závislosti na součinu $\omega R_L C$ a poměru odporů R_S/R_L pro dvojpulsní usměrňovače (C [F]; R_L, R_S [Ω]; $\omega = 2\pi f$)

Z těchto parametrů pak určíme hodnoty součástek usměrňovacího obvodu následujícím postupem:

1. Ze zadaných parametrů $U_{d(AV)}$, $I_{d(AV)}$ určíme velikost odporu R_L .
2. V prvním přiblížení zvolíme velikost odporu R_S (obvykle ji volíme 1 až 10 % R_L).
3. Vypočítáme poměr $(R_S/R_L) \cdot 100$.
4. Z křivek na obr. 29 určíme pro požadované zvlnění v a vypočítaný poměr $(R_S/R_L) \cdot 100$ potřebnou velikost $\omega R_L C$.
5. Z určeného součinu $\omega R_L C$ vypočítáme kapacitu filtračního kondenzátoru

$$C = \frac{\omega R_L C}{2\pi f R_L}$$

6. Ze součinu $\omega R_L C$ (získané v kroku 4) a z poměru $(R_S/R_L) \cdot 100$ určíme z obr. 32 nebo obr. 33 napěťový poměr $K_U = 100 U_{d(AV)}/U_{\sqrt{2}}$.

7. Z údajů získaných v bodě 6. určíme napětí U_v , které musíme přivést na vstup usměrňovače.

8. Určíme závěrné napětí, na které musíme dimenzovat diody.
9. Z obr. 31 určíme efektivní hodnotu proudu diodami.
10. Zvolíme vhodný typ diod.
11. Z obr. 30 určíme amplitudu trvalého proudu I_{FM} procházejícího diodami.
12. Určíme amplitudu propustného proudu I_{Fmax} diod při zapnutí usměrňovače z rovnice

$$I_{Fmax} = \frac{\sqrt{(2)} U_v}{R_s} \quad (9)$$

Jestliže vypočítaný proud je větší než dovolený proud pro zvolený typ diod, musíme zvětšit odpor R_s a znovu opakovat předchozí výpočty.

13. Vypočítáme transformátor a přesně určíme velikost odporu R_s . Bereme přitom v úvahu odpor vinutí transformátoru a náhradní odpor diod v propustném směru.

14. Určíme parametry přepětové ochrany — postup viz kap. 14.

15. Určíme potřebnou velikost chladičů pro zvolené diody — postup viz kap. 14.

Příklad výpočtu všech tří jednofázových zapojení usměrňovačů s kapacitním filtrem je v tab. 10.

Jednofázové usměrňovače s indukčním filtrem

Rozbor filtrů s kapacitním vstupem ukazuje, že u usměrňovačů s větší proudovou zatížitelností je třeba použít kondenzátory s velkou kapacitou a usměrňovací diody jsou zatěžovány velkými zapínacími proudy. Toto omezení lze odstranit použitím filtrů s tlumivkovým vstupem.

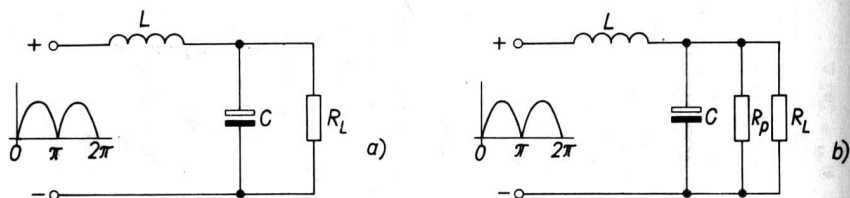
U jednopulsních zapojení usměrňovacích obvodů se filtry s tlumivkovým vstupem zpravidla nepoužívají, protože bychom museli použít tlumivku s nekonečně velkou indukčností, aby bylo dosaženo trvalého průchodu proudu tlumivkou.

U dvojpulsních zapojení usměrňovacích obvodů je sériový odpor R_s nahrazen tlumivkou L (obr. 34). Kromě toho, že zmenšuje zvlnění výstupního proudu, omezuje tlumivka amplitudu a efektivní hodnotu propustného proudu diodou. Určitou nevýhodou filtru s tlumivkovým vstupem je, že k dosažení určitého stejnosměrného napětí je třeba vyššího vstupního napětí než u usměrňovačů s kapacitním filtrem.

Tab. 10. Příklady výpočtu jednofázových usměrňovačů s kapacitním filtrem

Druh zapojení	Jednofázové jdnopulsní	Jednofázové uzlové	Jednofázový můstek
Zadané parametry			
Napětí $U_{d(AV)}$	60 V	120 V	240 V
Proud $I_{d(AV)}$	0,6 A	1 A	2 A
Zvlnění γ	1 %	1 %	1 %
Kmitočet napájecího napětí f	50 Hz	50 Hz	50 Hz
Napájecí napětí usměrňovače U_i	220 V	220 V	220 V
Řešení			
1. Odpor zátěže $R_L = U_{d(AV)}/I_{d(AV)}$	100 Ω	120 Ω	120 Ω
2. Odpor zdroje volíme R_s	6 Ω	7,2 Ω	7,2 Ω
3. Vypočítáme poměr $(R_s/R_L) \cdot 100$	6 %	6 %	6 %
4. Z obr. 29 určíme součin $\omega R_L C$	140	60	60
5. Vypočítáme $C = \frac{\omega R_L C}{2\pi f R_L}$	4450 μF	1590 μF	1590 μF
5a) Skutečná velikost kapacity C	5000 μF	2000 μF	2000 μF
5b) Nová hodnota součinu $\omega R_L C$ (obr. 29)	157	75	75
6. Napěťový poměr K_U	73	82	82
(z výsledků kroku 3 a 4)	z obr. 32	z obr. 33	z obr. 33
7. Vypočítáme	82,3 V	146,5 V	292 V
	$U_{sM} = \frac{U_{d(AV)}}{K_U}$		
	58 V	103,5 V	207 V
	$U_s = \frac{U_{sM}}{\sqrt{2}}$		

8. Závěrné napětí diod U_{RM}	$2U_{VM} = 165 \text{ V}$	$2U_{VM} = 293 \text{ V}$	$U_{VM} = 292 \text{ V}$
9. Efektivní proud diodou z obr. 31 pro: $I_f = \frac{I_f}{I_{F(AV)}} - I_{F(AV)}$ $n\omega R_L C$ $R_S/R_L n$	$2,34 \cdot 0,6 = 1,4 \text{ A}$ 157 6 %	$2,6 \cdot 0,5 = 1,3 \text{ A}$ 150 3 %	$2,6 \cdot 1 = 2,6 \text{ A}$ 150 3 %
10. Vhodná dioda	KY723	KY724	KY724
11. Pomocí součinu $n\omega RC$; R_S/R_L z (8) najdeme v obr. 30 $I_{FM}/I_{F(AV)}$ a proud I_{FM}	6,2 3,72 A	7,6 3,8 A	7,6 7,6 A
12. Amplituda proudu při zapnutí $I_{FM \max} = \frac{\sqrt{2}U_v}{R_S}$	13,7 A	20,4 A	40,5
vypočítané hodnoty souhlasí s katalogovými údaji zvolená dioda nevyhoví; zvětšíme R_S na dvojnásobek a výpočet opakujeme			
13. Výpočet transformátoru			
a) napěťový převod $N = \frac{U_1}{U_v}$	3,8	2,13	1,06
b) proud sekundárním vinutím I_v	$I_f = 1,4 \text{ A}$	$I_f = 1,3 \text{ A}$	$\sqrt{2}I_f = 3,68 \text{ A}$
c) sekundární napětí U_v	58	103,5	207
d) výkon sekundárního vinutí $P_{Tv} = I_v U_v$	81,5 VA	$2U_v I_v = 270 \text{ VA}$	760 VA



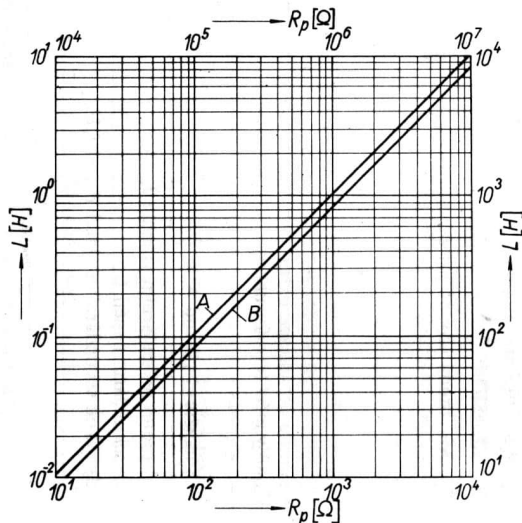
Obr. 34. Zapojení filtračního obvodu s tlumivkovým vstupem pro usměrňovací obvody; a) s konstantním zatížením; b) pro obvody, u nichž může proud zátěže klesnout na nulu

a) Výpočet indukčnosti tlumivky. Aby činnost filtračního obvodu byla správná, musí být indukčnost vstupní tlumivky alespoň

$$L = \frac{R_{L\max}}{18,8f} \quad [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (10)$$

když $R_{L\max}$ je největší zatěžovací odpor,
 f kmitočet napájecího napětí usměrňovače.

Pokud je to z konstrukčního hlediska možné, volíme skutečnou tlumivku s větší indukčností, než vypočítáme z rovnice (10). V praxi se nejlépe osvědčuje volit ji rovnou dvojnásobku vypočítané velikosti.

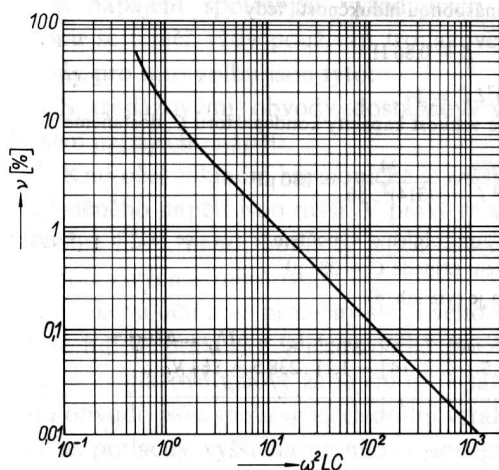


Obr. 35. Graf pro volbu odporu R_p filtru s tlumivkovým vstupem (křivka A platí pro kmitočet sítě $f = 50 \text{ Hz}$, křivka B pro $f = 60 \text{ Hz}$)

Pro usměrňovací obvody, u kterých se bude zatěžovací proud měnit ve velkém rozsahu, je značně obtížné volit tlumivku tak, aby její indukčnost vyhověla rovnici (10). Čím více bude zatěžovací proud usměrňovače klesat proti jmenovité hodnotě, tím větší musí být indukčnost a realizace tlumivky je obtížnější. Proto u takových obvodů upravíme zapojení filtru podle obr. 34b. Paralelně ke kondenzátoru připojíme odpor R_p , kterým bude procházet proud postačující ke splnění podmínky (10) i při rozpojení obvodu zátěže. Pro indukčnost vypočítanou z (10) najdeme velikost odporu R_p v obr. 35.

b) Výpočet kapacity kondenzátoru. Abychom dosáhli co nejmenšího zvlnění výstupního proudu, volíme kapacitu kondenzátoru C tak, aby jeho reaktance pro kmitočet základní harmonické proudu zátěže (f_r – tab. 8) byla mnohem menší, než je nejmenší odpor zátěže $R_{L\min}$. Toho dosáhneme, bude-li kapacita

$$C \geq \frac{0,398}{f R_{L\min}} \quad [F; Hz, \Omega] \quad (11)$$



Obr. 36. Procentuální zvlnění pro filtry s indukčním vstupem vyjádřené v závislosti na součinu $\omega^2 LC$ (C [F]; L [H]; $\omega = 2\pi f$; f je kmitočet napájecího napětí usměrňovače)

Činitel zvlnění výstupního proudu pro zvolenou indukčnost L , kapacitu C a kmitočet napájecí sítě určíme z obr. 36.

Postup při návrhu filtru s indukčním vstupem je patrný z příkladu uvedeného v tab. 11.

Tab. 11. Příklad výpočtu usměrňovače s tlumivkovým vstupem

Zadané parametry

- usměrňovač zapojen do jednofázového můstku
- proud zátěže $I_{d(AV)}$ se mění 0 až 4 A
- výstupní napětí usměrňovače $U_{d(AV)} = 200$ V
- zvlnění výstupního proudu (při kmitočtu napětí $f = 50$ Hz má být $v \leq 0,5 \%$)

Postup výpočtu

- Filtrační obvod bude mít zapojení podle obr. 34b
- Odpor tlumivky předpokládáme $R_L = 5 \Omega$
- Velikost pomocného odporu R_p volme tak, aby přes něj trvale procházel proud $I_R = 0,5$ A. Bude mít potom velikost

$$R_p = \frac{U_{d(AV)}}{I_R} = \frac{200}{0,5} = 400 \Omega$$

- Z rovnice (10) vypočítáme nebo z obr. 35 pro $R_p = 400 \Omega$ zjistíme

$$L = 0,43 \text{ H}$$

- Skutečnou tlumivku volíme s dvojnásobnou indukčností, tedy

$$L = 0,86 \text{ H}$$

- Pro $v = 0,5 \%$ z obr. 36 zjistíme $\omega^2 LC = 24$

Dosazením L z bodu 5 vypočítáme velikost kapacity kondenzátoru C , dostaneme

$$C = \frac{\omega^2 LC}{(2\pi f)^2 L} = \frac{24}{(314)^2 \cdot 86} = 280 \mu\text{F}$$

- Velikost kapacity kondenzátoru kontrolujeme výpočtem z rovnice (11) a použijeme větší vypočítanou hodnotu. V našem případě $C = 280 \mu\text{F}$
- Sekundární napětí transformátoru je (viz tab. 8)

$$U_v = 1,11 U_{d(AV)} = 1,11 [U_{d(AV)} + R_L(I_{d(AV)} + I_R) + \Delta U_D + \Delta U_T] = \\ = 1,11 [200 + 5 \cdot 4,5 + 2 + 14] = 1,11 \cdot 238,5 = 264 \text{ V}$$

Mnohostupňové filtry

Je-li požadováno velmi malé zvlnění výstupního stejnosměrného napětí usměrňovače, vyjdou hodnoty součástek právě popsaného filtru velké, což může vést k nevhodné konstrukci zařízení. V takovém případě je výhodnější použít několikastupňové filtry, u kterých se požadovaného zvlnění dosáhne malými indukčnostmi a kapacitami. Lze dokázat [14], že

optimálního vyhlazovacího účinku dosáhneme, jsou-li všechny stupně filtru stejné.

Pro n stupňový filtr s indukčním vstupem lze procentní činitel zvlnění určit ze vztahu

$$v = \frac{48,5}{(4\omega^2 LC)^n} \quad [\% ; H, \mu F] \quad (12)$$

Pro výpočet velikosti kondenzátorů a tlumivek použijeme vztah

$$LC = 2,53 \left(\frac{48,5}{v} \right)^{1/n} \quad [H ; \mu F ; \%] \quad (13)$$

kde n je počet stupňů filtru.

Vztah platí pro kmitočet napájecího napětí $f = 50$ Hz.

4.3. Trojfázové usměrňovací obvody

Pro napájení spotřebičů vyžadujících stejnosměrné zdroje velkého výkonu se téměř vždy používají trojfázové usměrňovací obvody. Hlavní důvody pro tuto volbu jsou tyto:

a) S trojfázovými obvody dostaneme vyšší stejnosměrné napětí při stejném napájecím napětí.

b) Kmitočet základní harmonické je vyšší a amplitudy střídavých složek usměrněného napětí jsou nižší. V praxi ve většině případů nepotřebujeme nákladné filtry, neboť hodnoty jejich součástí jsou mnohem menší než u jednofázových usměrňovačů.

c) Celková účinnost přeměny střídavého napětí na stejnosměrné je větší.

V technické praxi se nejvíce rozšířila dvě zapojení trojfázových usměrňovačů – trojfázové uzlové zapojení a trojfázový můstek. Schéma zapojení obou obvodů jsou spolu se základními vztahy pro jejich výpočet v tab. 8b. Aby se potlačily vyšší harmonické, jsou primární vinutí jejich transformátorů zpravidla zapojována do trojúhelníku.

Stejně jako u jednofázových zapojení jsou vztahy uvedené v tab. 8b pro výpočet parametrů trojfázových zapojení platné jen za předpokladu, že uvažujeme ideální transformátor a usměrňovací diody. U trojfázových zapojení není toto zjednodušení přípustné a při skutečných výpočtech musíme vliv transformátoru i usměrňovacích diod na výsledné stejnosměrné

napětí uvažovat. Příčiny snížení stejnosměrného napětí u skutečného usměrňovače jsou tři:

a) Úbytek napětí na činném odporu vinutí transformátoru. Vypočítáme jej ze vztahu

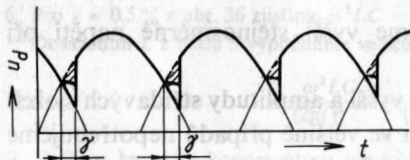
$$\Delta U_{Cu} = \frac{P_{Cu}}{I_{d(AV)}} \quad (14)$$

kde P_{Cu} jsou ztráty mědi v transformátoru. Zjistíme je při zkouškách transformátoru nakrátko [3]. $I_{d(AV)}$ je střední hodnota výstupního proudu usměrňovače.

b) Úbytek napětí na usměrňovacích diodách – u moderních křemíkových diod je velmi malý. Určíme jej z propustné charakteristiky zvoleného typu diody jako úbytek (U_F) při proudu rovném $I_{d(AV)}$. Celkový úbytek pak závisí na zapojení usměrňovače a počtu n_s diod zapojených v sérii

$$\Delta U_D = n_s U_F \quad (15)$$

U můstkových zapojení je tato hodnota vždy dvojnásobná, neboť v cestě procházejícího proudu jsou zapojeny dva soubory o n_s v sérii zapojených diodách.



Obr. 37. Průběhy napětí na výstupu trojfázového uzlového zapojení usměrňovače při uvažování úbytku napětí způsobeného obvodovou komutací

c) Úbytek napětí způsobený obvodovou komutací diod. Vzniká při přebírání proudu jednotlivými fázemi (obr. 37). Vlivem indukčnosti transformátoru nepředává jedna dioda proud druhé okamžitě, ale po určitou dobu vedou proud dvě diody (v obr. 37 je tato doba označena γ). Toto období se nazývá obvodovou komutací a dobu, po kterou trvá, označujeme jako úhel komutace γ . V průběhu komutace je výstupní napětí usměrňovače rovné střední hodnotě okamžitých napětí komutujících fází (obr. 37) a celkově je usměrňované napětí nižší o šikmo šrafovanou plochu zakreslenou na obr. 37.

Úbytek napětí vznikající při obvodové komutaci je závislý na indukčnosti zařazené v obvodu obou komutujících diod, na počtu fází transfor-

mátoru a na výstupním proudu usměrňovače. Vyrůst všech tří parametrů zvětšuje úbytek napětí a naopak. Velikost tohoto úbytku určíme ze vztahu

$$\Delta U_K = m_2 X_L I_{d(AV)} / 2\pi \quad (16)$$

kde m_2 je počet komutací na jednu periodu napájecího napětí ($m_2 = 3$ pro trojfázovou hvězdu a $m_2 = 6$ pro trojfázový můstek),

X_L komutační reaktance jedné fáze transformátoru,

$I_{d(AV)}$ střední hodnota výstupního proudu usměrňovače.

Podrobnější popis vlastností trojfázových usměrňovacích obvodů a příklady jejich výpočtu včetně volby usměrňovacích diod najde čtenář např. v [3].

5. STABILIZACE VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ USMĚRŇOVAČŮ

Stejnoseměrné napájecí napětí mnoha elektronických obvodů je často třeba stabilizovat proti změnám síťového napětí a proti změnám odebíraného proudu. Takové napětí se získává pomocí stabilizačních obvodů, připojovaných za výstupní filtr usměrňovače.

Schopnost stabilizátoru vyrovnat změny napájecího napětí se posuzuje podle tzv. činitele stabilizace K , definovaného jako podíl poměrné změny napětí na vstupu stabilizátoru a poměrné změny jeho výstupního napětí. Vliv změn proudu zátěže na výstupní napětí stabilizátoru určuje vnitřní odpor stabilizátoru r_i . U dobrého stabilizátoru musí být činitel stabilizace K co největší, kdežto vnitřní odpor r_i malý.

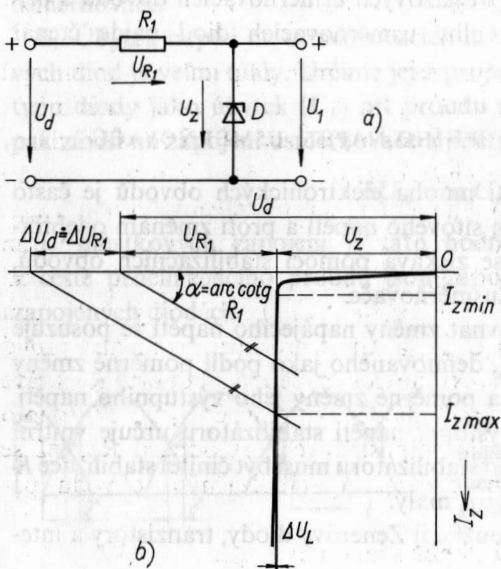
Pro stavbu stabilizátorů se používají Zenerovy diody, tranzistory a integrované obvody.

5.1. Stabilizátory se stabilizačními diodami

K získání potřebného stabilizačního účinku se u stabilizátorů se stabilizačními diodami využívá části závěrné charakteristiky diody za průrazným napětím $U_{(BR)}$. Za kolenem závěrné charakteristiky se napětí na diodě s procházejícím napětím téměř nemění (obr. 11). Malý vzrůst napětí, k němuž zde dochází při zvětšujícím se proudu, je způsoben tzv. diferenciálním odporem, definovaným vztahem (obr. 11)

$$r_d = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z} = \frac{U_B - U_A}{I_B - I_A} \quad (17)$$

Princip činnosti stabilizační diody ve stabilizačním obvodu je znázorněn na obr. 38. Stabilizační dioda je zapojena do série s odporem R_1 . Vstupní napětí U_d se rozdělí na úbytek na diodě U_z a na úbytek na odporu R_1 . Při změně vstupního napětí o ΔU_d se změní pouze napětí na odporu R_1 a napětí na diodě zůstane téměř konstantní. Velikost odporu R_1 se volí tak, aby při nejvyšším vstupním napětí nepřekročil proud stabilizační diodou maximální přípustnou velikost I_{zmax} a při nejnižším napětí nesmí tento proud klesnout pod velikost I_{zmin} .



Obr. 38. Jednoduchý stabilizátor napětí se stabilizační diodou (obr. a), grafické znázornění napětí a proudů (obr. b)

Činitel stabilizace uvedeného stabilizátoru je

$$K = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_L} \frac{U_L}{U_d} = \frac{r_z}{R_1 + r_z} \quad (18)$$

a vnitřní odpor stabilizátoru

$$r_i = \frac{R_1 r_z}{R_1 + r_z} \quad (19)$$

Protože ve většině případů je $R_1 \gg r_z$, je vnitřní odpor stabilizátoru roven přibližně r_z .

Základním požadavkem, kladeným na stabilizátor, je udržet v předepsaných mezích výstupní napětí při změnách vstupního napětí a výstupního proudu stabilizátoru. Při návrhu se vychází ze zadaného maximálního a minimálního vstupního napětí $U_{d\max}$, $U_{d\min}$, povoleného maximálního a minimálního výstupního napětí $U_{L\max}$ a $U_{L\min}$ a dále z maximálního a minimálního proudu zátěže $I_{L\max}$ a $I_{L\min}$. Úkolem návrhu je určit velikost odporu R_1 a specifikovat diodu, tzn. stanovit Zenerovo napětí U_z , diferenciální odpor r_z a maximální ztrátový výkon $P_{z\max}$ spolu s maximálním proudem $I_{z\max}$.

Při výpočtu vycházíme z nejhorších mezních případů pro minimální a maximální výstupní napětí stabilizátoru. Je-li proud zátěže minimální, je proud stabilizační diody maximální a naopak. Pracovní bod diody musí ležet v oblasti průrazné charakteristiky, což se zajišťuje tím, že stabilizační diodou prochází minimální povolený závěrný proud $I_{z\min}$. Velikost tohoto proudu se zpravidla volí rovna několika miliampérům nebo 10 % maximálního povoleného proudu podle typu diody. Proud $I_{z\min}$ musí diodou procházet i za nejhorších podmínek, kdy je na vstupu stabilizátoru minimální napětí $U_{d\min}$ a zátěží prochází maximální proud $I_{L\max}$. V tomto případě musí být úbytek napětí na odporu R_1 právě takový, aby napětí na stabilizační diodě bylo rovné $U_{L\min}$. Z tohoto požadavku se stanoví maximální přípustná velikost odporu R_1 , jež se nesmí překročit. Při určování parametrů stabilizačního obvodu postupujeme takto:

1. Zvolíme minimální proud stabilizační diody $I_{z\min}$.
2. Vypočítáme maximální přípustnou velikost odporu R_1

$$R_1 = \frac{U_{d\min} - U_{L\min}}{I_{z\min} + I_{L\max}} \quad (20)$$

3. Stanovíme diferenciální odpor stabilizační diody r_z

$$r_z = \frac{R_1}{\frac{U_{d\max} - U_{d\min} + R_1(I_{L\max} - I_{L\min})}{U_{L\max} - U_{L\min}} - 1} \quad (21)$$

4. Stanovíme Zenerovo napětí U_z

$$U_z = U_{L\min} - r_z I_{z\min} \quad (22)$$

5. Vypočítáme maximální proud stabilizační diody $I_{z\max}$ při odpojené zátěži

$$I_{z\max} = \frac{U_{d\max} - U_z}{R_1 + r_z} \quad (23)$$

6. Stanovíme maximální ztrátový výkon $P_{z\max}$

$$P_{z\max} = \frac{U_{d\max} - U_z}{R_1 + r_z} \left(\frac{U_{d\max}}{R_1 + r_z} r_z + U_z \right) \quad (24)$$

Pro objasnění je proveden výpočet stabilizátoru, který má být připojen na zdroj stejnosměrného napětí s vnitřním odporem $R_i = 9 \Omega$, přičemž jeho výstupní napětí kolísá mezi 20 a 30 V. Výstupní napětí stabilizátoru může kolísat v mezích 10,0 až 10,4 V, proud zátěže se mění od 0 do 100 mA. Pro výpočet je zadáno:

$$U_{d\min} = 20 \text{ V} \quad U_{L\min} = 10,0 \text{ V} \quad I_{L\min} = 0,00 \text{ A}$$

$$U_{d\max} = 30 \text{ V} \quad U_{L\max} = 10,4 \text{ V} \quad I_{L\max} = 0,10 \text{ A}$$

Při řešení postupujeme podle dříve uvedených bodů:

1. $I_{z\min} = 10 \text{ mA}$

2. $R_1 = 91 \Omega$

Protože je $R_i = 9 \Omega$, je požadovaná velikost R_1 pouze 82Ω

3. $r_z = 1,95 \Omega \approx 2 \Omega$

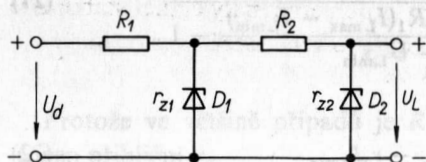
4. $U_z = 10 \text{ V}$

5. $I_{z\max} = 215 \text{ mA}$

6. $P_{z\max} = 2,3 \text{ W}$

Na základě provedeného výpočtu zvolíme stabilizační diodu se Zenerovým napětím 10 V a dovolenou ztrátou 10 W.

Činitel stabilizace jednoduchého stabilizátoru se stabilizační diodou je poměrně malý. Proto se pro dosažení většího stabilizačního účinku používají dvoustupňové stabilizátory, obr. 39. Za předpokladu, že odpor R_2



Obr. 39. Dvoustupňový stabilizátor napětí se stabilizačními diodami

je mnohem větší než dynamický odpor r_{z1} diody D_1 , je celkový činitel stabilizace roven

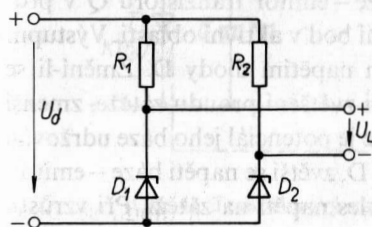
$$K = \frac{r_{z1}}{r_{z1} + R_1} \frac{r_{z2}}{r_{z2} + R_2} \quad (25)$$

Je-li např. $R_1 = R_2 = 500 \, \Omega$ a $r_{z1} = r_{z2} = 10 \, \Omega$, je celkový činitel stabilizace

$$K = 4 \cdot 10^{-4}$$

To znamená, že na každý volt zvlnění na vstupu se na výstupu objeví zvlnění pouze 0,4 mV. Pro realizaci dvoustupňového stabilizátoru je nutné, aby Zenerovo napětí U_{z1} diody D_1 bylo větší než Zenerovo napětí U_{z2} diody D_2 .

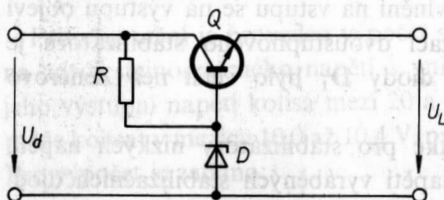
Stabilizační diody lze použít také pro stabilizátory nízkých napětí, nižších než je nejnižší Zenerovo napětí vyráběných stabilizačních diod. Takový stabilizátor je tvořen můstkovým zapojením dvou stabilizačních diod, jejichž Zenerova napětí jsou vybrána tak, aby se jejich rozdíl rovnal požadovanému výstupnímu napětí. Zapojení stabilizátoru je na obr. 40. Zenerovo napětí diody D_1 musí být vyšší než napětí diody D_2 . Stabilizátor má velmi dobrou teplotní stabilizaci, neboť se kompenzují teplotní driftы obou diod.



Obr. 40. Stabilizátor nízkého napětí se stabilizačními diodami

Jednoduché stabilizátory se stabilizačními diodami jsou vhodné pouze pro méně náročné aplikace. Mají totiž poměrně velkou výstupní impedanci (řádově jednotky ohmů) danou diferenciálním odporem stabilizační diody, dále velký úbytek napětí na odporu R_1 a poměrně malý činitel stabilizace. Zejména nejsou tyto stabilizátory vhodné pro větší zatěžovací proudy.

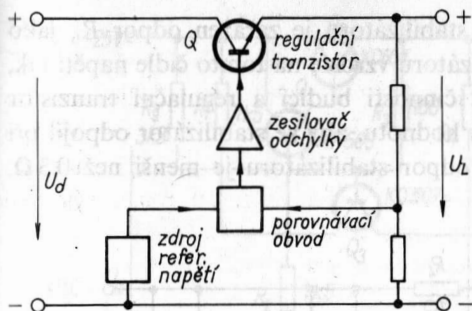
Nevýhody jednoduchých stabilizátorů se stabilizačními diodami lze odstranit použitím tranzistorů. V praxi se nejvíce rozšířil sériový typ tranzistorového stabilizátoru, kdy je regulační tranzistor zapojen svým přechodem kolektor–emitor do sériové větve mezi vstupní a výstupní svorkou stabilizátoru.



Obr. 41. Jednoduchý stabilizátor napětí s tranzistorem

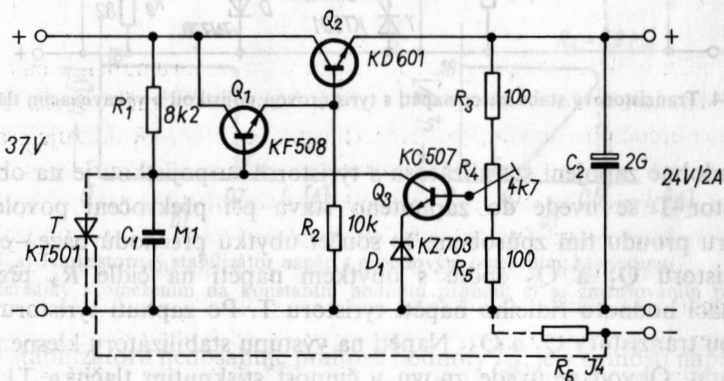
Nejjednodušší zapojení tranzistorového stabilizátoru napětí je na obr. 41. V bázi regulačního tranzistoru Q je zapojena stabilizační dioda D jako zdroj referenčního napětí. Proud procházející odporem R udržuje pracovní bod diody za kolenem její charakteristiky v oblasti malého diferenciálního odporu a zároveň polarizuje přechod báze–emitor tranzistoru Q v propustném směru, a udržuje tak jeho pracovní bod v aktivní oblasti. Výstupní napětí stabilizátoru je určeno Zenerovým napětím diody D. Změní-li se potenciál výstupní svorky stabilizátoru při zvětšení proudu zátěže, zmenší se potenciál emitoru tranzistoru Q. Protože je potenciál jeho báze udržován na konstantní hodnotě stabilizační diodou D, zvětší se napětí báze–emitor, tranzistor Q se více otevře a vyrovná pokles napětí na zátěži. Při vzrůstu napětí na zátěži se naopak tranzistor přivře (zmenší se napětí báze–emitor) a opět se vyrovná napětí na původní hodnotu.

Nevýhodou uvedeného jednoduchého stabilizátoru je skutečnost, že výstupní napětí je dáno stabilizační diodou a nelze jej měnit plynule. Rovněž činitel stabilizace a výstupní odpor stabilizátoru nedosahují ještě svých optimálních hodnot. Proto se pro kvalitní stabilizátory napětí používají zpětnovazební regulátory se zesilovači odchylky výstupního napětí od referenčního. Principiální blokové schéma regulátoru napětí je na obr. 42. Část výstupního napětí se v porovnávacím obvodu porovnává s referenčním napětím a vzniklá odchylka se zesílí zesilovačem odchylky.



Obr. 42. Obecné zapojení regulátoru napětí

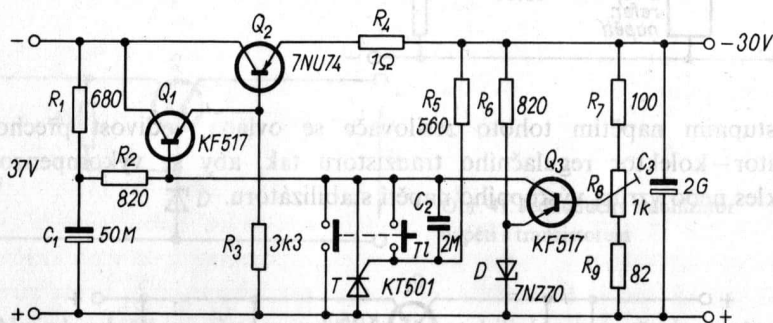
Výstupním napětím tohoto zesilovače se ovládá vodivost přechodu emitor–kolektor regulačního tranzistoru tak, aby se vykompenzoval pokles nebo vzrůst výstupního napětí stabilizátoru.



Obr. 43. Tranzistorový stabilizátor napětí s tyristorovou pojistkou

Na obr. 43 je podrobné schéma zapojení stabilizátoru napětí s elektronickou pojistkou. Zdrojem referenčního napětí je stabilizační dioda D_1 , zapojená v emitoru tranzistoru Q_3 , pracujícího jako porovnávací obvod a zesilovač odchylky. Jeho kolektorové napětí se vede do báze budícího tranzistoru Q_1 pro vybuzení regulačního tranzistoru Q_2 . Výstupní napětí lze plynule nastavovat odporem R_4 . Kondenzátor C_1 stabilizuje průběh kmitočtové charakteristiky rozpojené smyčky stabilizátoru v oblasti vysokých kmitočtů. Čárkovaně je vyznačen obvod elektronické pojistky s tyristorem, jež chrání stabilizátor před náhodným zkratem na výstupu

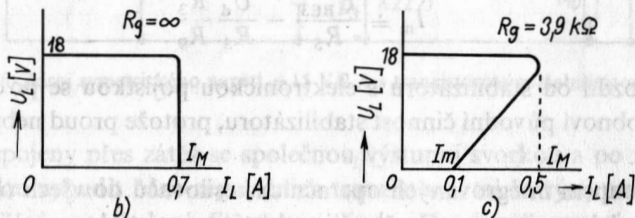
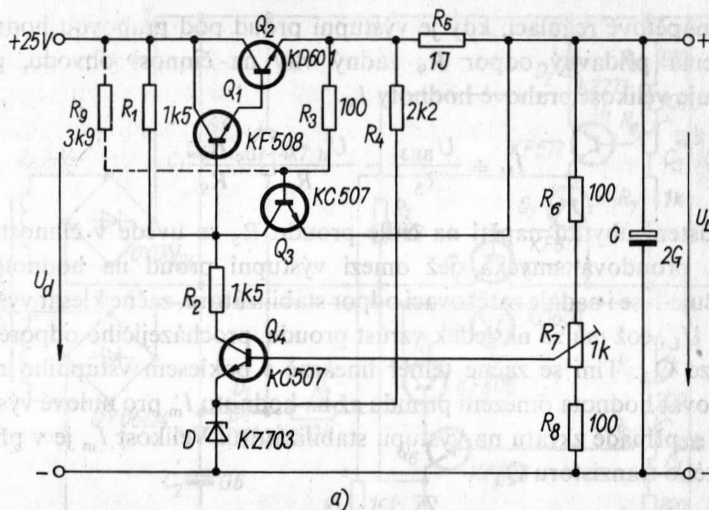
stabilizátoru. Do záporné větve stabilizátoru je zařazen odpor R_6 jako čidlo proudu. Při přetížení stabilizátoru vzroste na tomto čidle napětí tak, že zapne tyristor T a vyřadí z činnosti budicí a regulační tranzistor Q_1 a Q_2 . Odpor R_6 má takovou hodnotu, aby se stabilizátor odpojil při výstupním proudu 3 A. Vnitřní odpor stabilizátoru je menší než $0,3 \Omega$, činitel stabilizace přibližně 10^{-4} .



Obr. 44. Tranzistorový stabilizátor napětí s tyristorovou pojistkou a vybavovacím tlačítkem

Obdobné zapojení stabilizátoru s tyristorovou pojistkou je na obr. 44. Tyristor T se uvede do zapnutého stavu při překročení povoleného odběru proudu tím způsobem, že součet úbytků přechodů báze – emitor tranzistorů Q_1 a Q_2 spolu s úbytkem napětí na čidle R_4 překročí zapínací hodnotu řídicího napětí tyristoru T. Po zapnutí tyristoru T se zavřou tranzistory Q_1 a Q_2 . Napětí na výstupu stabilizátoru klesne téměř na nulu. Obvod se uvede znovu v činnost stisknutím tlačítka T1, jímž se zkratuje tyristor T, takže jeho proud klesne pod vratnou hodnotu a tyristor vypne. Kondenzátor C_2 zabráňuje znovuzapnutí tyristoru po rozpojení kontaktů tlačítka.

Jiným způsobem ochrany regulačního tranzistoru před přetížením a snížením je omezení výstupního proudu stabilizátoru. Proud lze buď omezit na konstantní hodnotu, nebo lze výstupní proud plynule zmenšovat po překročení prahové hodnoty I_M . Na obr. 45 je uvedeno zapojení stabilizátoru napětí s oběma způsoby proudového omezení, jež se liší pouze v použití odporu R_9 . Ve srovnání s předešlými stabilizátory obsahuje stabilizátor s omezením proudu proudovou regulační smyčku, tvořenou obvody tranzistoru Q_3 a regulačních tranzistorů Q_1 a Q_2 . Dokud výstupní



Obr. 45. a) Tranzistorový stabilizátor napětí s proudovým omezením; b) výstupní charakteristiky s omezením na konstantní hodnotu proudu; c) se zmenšováním proudu

proud stabilizátoru nedosahuje prahové hodnoty I_M , je v činnosti napěťová regulační smyčka, tvořená tranzistory Q_4 , Q_1 a Q_2 , diodou D a odporovým děličem R_6 , R_7 , R_8 . Při nadměrném odběru proudu vzroste napěťový úbytek na čidle proudu R_5 natolik, že polarizuje přechod báze – emitor tranzistoru Q_3 v propustném směru a uvede jej tak v činnost. To znamená, že do regulace zasáhne proudová regulační smyčka, jež je nadřazena napěťové, a začne omezovat výstupní proud. Velikost omezení proudu I_M je pro sepnutý Q_3

$$I_M = \frac{U_{BE3}}{R_5}$$

Postupného zmenšování omezení výstupního proudu stabilizátoru po překročení prahové hodnoty I_M se dosáhne připojením odporu R_9 do báze Q_3 , jak je čárkovaně vyznačeno v obr. 45.

Při napěťové regulaci, kdy je výstupní proud pod prahovou hodnotou I_M , nemá přídavný odpor R_9 žádný vliv na činnost obvodu, pouze zmenšuje velikost prahové hodnoty I_M

$$I_M \doteq \frac{U_{BE3}}{R_5} - \frac{U_d - U_L}{R_5} \frac{R_3}{R_9} \quad (26)$$

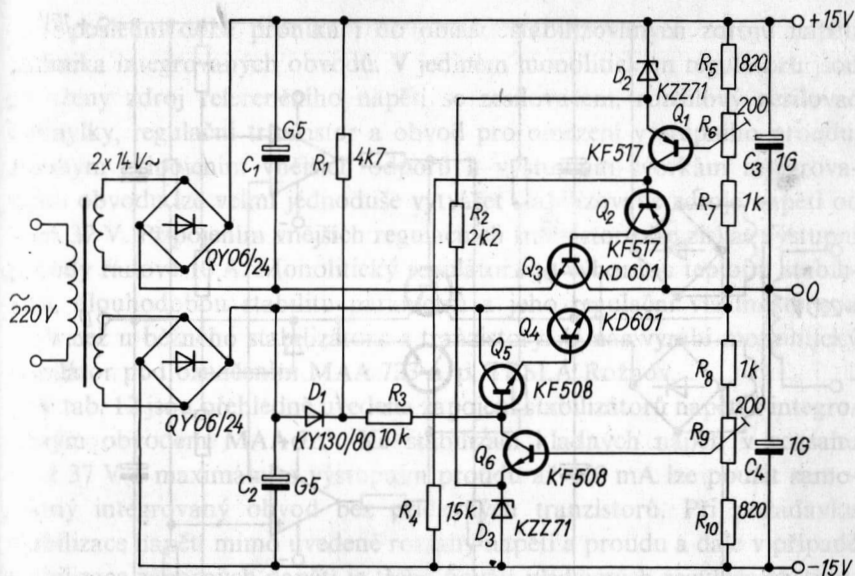
Vzrůstem úbytku napětí na čidle proudu R_5 se uvede v činnost nadřazená proudová smyčka, jež omezí výstupní proud na hodnotu I_M . Zmenšuje-li se i nadále zatěžovací odpor stabilizátoru, začne klesat výstupní napětí U_L , což má za následek vzrůst proudu, procházejícího odporem R_9 do báze Q_3 . Tím se začne téměř lineárně s poklesem vstupního napětí zmenšovat hodnota omezení proudu až na hodnotu I_m pro nulové výstupní napětí v případě zkratu na výstupu stabilizátoru. Velikost I_m je v případě sepnutého tranzistoru Q_3

$$I_m \doteq \frac{U_{BE3}}{R_5} - \frac{U_d}{R_5} \frac{R_3}{R_9} \quad (27)$$

Na rozdíl od stabilizátorů s elektronickou pojistkou se po odstranění zkratu obnoví původní činnost stabilizátoru, protože proud nebyl zmenšen na nulu.

S nástupem integrovaných operačních zesilovačů do všech oblastí aplikované elektroniky se stále častěji setkáváme s potřebou stabilizovaných zdrojů symetrického napětí, nejčastěji ± 15 V. Tyto zdroje obsahují 2 stabilizátory zapojené tak, že se s výhodou využívá stabilizovaný výstup každého stabilizátoru k napájení zesilovače odchytky druhého stabilizátoru. Tímto způsobem se odstraní nevýhoda dosud popisovaných stabilizátorů, jejichž zesilovače odchytky jsou napájeny z nestabilizovaného vstupního napětí. V tomto případě se jakákoliv změna napájecího napětí přenese přes kolektorový odpor zesilovače odchytky přímo do báze regulačního tranzistoru. Protože je tato změna v opozici k účinku regulačního zesilovače, je odchylka větší než v případě napájení zesilovače odchytky ze stabilizovaného napětí.

Zapojení zdroje symetrického napětí ± 15 V je na obr. 46. Zatěžovací odpor zesilovače odchytky Q_6 je rozdělen na dva odpory R_1 a R_3 , přičemž jejich společný bod je spojen přes startovací diodu D_1 se vstupem dolního stabilizátoru -15 V. Tato dioda je nutná, neboť bez ní nelze stabilizátor uvést do chodu. Zatěžovací odpory obou zesilovačů odchytky Q_1 a Q_6

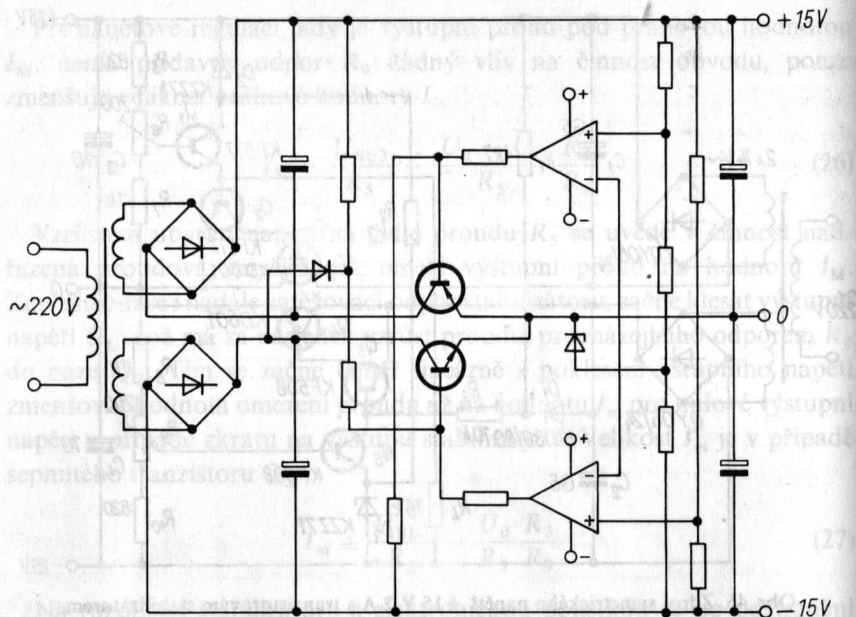


Obr. 46. Zdroj symetrického napětí $\pm 15 \text{ V/2 A}$ s tranzistorovým stabilizátorem

jsou totiž spojeny přes zátěž se společnou výstupní svorkou a po zapnutí obvodu nelze vybudit báze regulačních tranzistorů, takže výstupní napětí obou zdrojů zůstane nulové. Startovací dioda přivádí při zapnutí obvodu proud ze spodního nestabilizovaného zdroje do báze regulačního tranzistoru Q_5 a Q_4 a na příslušném výstupu se objeví napětí. Toto napětí se vede přes odpor R_4 do báze tranzistoru Q_2 a Q_3 , otevře i tyto dva regulační tranzistory a na druhém výstupu se objeví rovněž nenulové napětí. Po nastartování je dioda D_1 závěrně polarizovaná a odpory R_1 a R_3 se odpojí od nestabilizovaného zdroje. Uvedený zdroj má tyto parametry: výstupní napětí $\pm 15 \text{ V}$, výstupní proud 2 A , činitel stabilizace $1,2 \cdot 10^{-4}$, výstupní napěťové zvlnění $0,1 \text{ mV}$, stejnosměrný výstupní odpor $40 \text{ m}\Omega$ a teplotní součinitel výstupního napětí $200 \text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

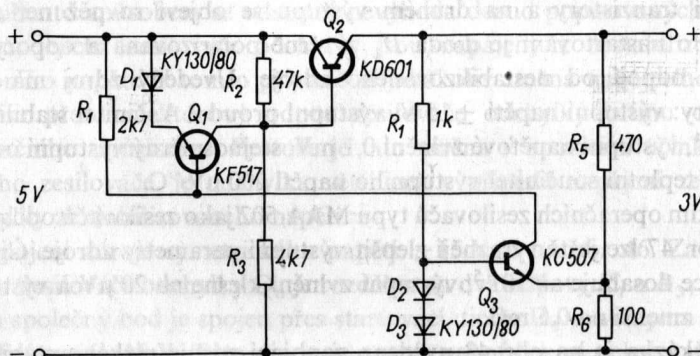
Použitím operačních zesilovačů typu MAA 502 jako zesilovačů odchylky podle obr. 47 lze ještě výrazněji zlepšit výstupní parametry zdroje. Činitel stabilizace dosahuje až 10^{-5} , výstupní zvlnění klesne na $20 \text{ }\mu\text{V}$ a výstupní odpor se zmenší na $0,5 \text{ m}\Omega$.

Jako ukázka je na obr. 48 uvedeno zapojení zdroje nízkého stabilizovaného napětí. Jedná se o jednoduchý stabilizátor bez ochrany regulačního



Obr. 47. Zdroj symetrického napětí ± 15 V se stabilizátorem s operačními zesilovači

tranzistoru před zničením, v jehož zdroji referenčního napětí jsou použity dvě diody D_2 , D_3 , zapojené do série. Referenční napětí se rovná součtu úbytků obou diod, přičemž teplotní závislost úbytku diod je částečně kompenzována teplotní závislostí úbytku na přechodu báze–emitor zesilovače odchylky Q_3 .



Obr. 48. Zdroj nízkého napětí s tranzistorovým stabilizátorem

V poslední době proniká i do oblasti stabilizovaných zdrojů napětí technika integrovaných obvodů. V jediném monolitickém regulátoru jsou sdruženy zdroj referenčního napětí se zesilovačem, rozdílový zesilovač odchylky, regulační tranzistor a obvod pro omezení výstupního proudu. Pouhým připojením vnějších odporů k výstupním svorkám integrovaného obvodu lze velmi jednoduše vytvářet stabilizované zdroje napětí od 2 do 37 V. Připojením vnějších regulačních tranzistorů lze získat výstupní proudy řádově 10 A. Monolitický regulátor má výbornou teplotní stabilizaci, dlouhodobou stabilitu parametrů a jeho regulační vlastnosti jsou lepší než u běžného stabilizátoru s tranzistorem. U nás vyrábí monolitický regulátor pod označením MAA 723 n. p. TESLA Rožnov.

V tab. 12 jsou přehledně uvedena zapojení stabilizátorů napětí s integrovaným obvodem MAA 723. Ke stabilizaci kladných napětí v rozsahu 2 až 37 V a maximálním výstupním proudem až 150 mA lze použít samostatný integrovaný obvod bez přídavných tranzistorů. Při požadavku stabilizace napětí mimo uvedené rozsahy napětí a proudu a dále v případě stabilizace záporných napětí je třeba použít přídavných regulačních tranzistorů. Všechny stabilizátory mají omezení výstupního proudu, k jehož nastavení slouží snímací odpor R_0 . Jeho velikost se volí tak, aby při proudu omezení I_{2M} vznikl na tomto odporu úbytek napětí 0,65 V. Stabilizační obvod 2 je kromě toho opatřen kladnou zpětnou vazbou pro zmenšování proudu z hodnoty I_{2M} na hodnotu I_{2m} . Při stabilizaci kladných napětí, vyšších než 37 V a při stabilizaci záporných napětí se integrovaný obvod zapojuje mezi vstupní a výstupní napětí tak, že „pluje“ na úrovni výstupního napětí. Integrovaný obvod je v tomto případě chráněn Zenerovou diodou D_1 proti vysokému napájecímu napětí. Pro zajištění řádné funkce stabilizátoru je třeba k výstupu připojit trvalou zátěž, přes kterou se uzavírá napájecí proud integrovaného obvodu a proud omezovací Zenerovy diody D_1 .

V tab. 13 jsou uvedeny odpory pro některá zvolená stabilizovaná napětí stabilizátorů s integrovaným obvodem MAA 723, jejichž zapojení jsou uvedena v tab. 12.

Kromě uvedených lineárních stabilizátorů napětí lze s integrovanými obvody snadno sestavit „spínací stabilizátor“, jenž má ve srovnání s lineárním stabilizátorem mnohem větší účinnost (až 80 %), protože na spínacím tranzistoru nevznikají tak velké ztráty jako na sériovém regulačním tranzistoru lineárního stabilizátoru. Na druhé straně má však výstupní

Tab. 12. Přehled zapojení stabilizátorů napětí s integrovaným obvodem MAA723

Obvod	U_2 [V]	I_2 [mA]	Zapojení	Vztahy
1	+2 až +7	≤ 150		$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF}$ $I_{2M} = \frac{0,65}{R_0}$ $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$
2	+2 až +7	≤ 150		$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF}$ $I_{2M} = \frac{R_3 U_2}{R_4 R_0} + \frac{R_3 + R_4}{R_0 R_4} 0,65$ $I_{2m} = \frac{R_2 + R_4}{R_0 R_4} 0,65$ <p><i>zmenšování proudu na I_{2m}</i></p>
3	+7 až +37	≤ 150		$U_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{REF}$ $I_{2M} = \frac{0,65}{R_0}$ $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$
4	+2 až +7			$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF}$ $I_{2M} = \frac{0,65}{R_0}$ $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

5	$+2až+7$		$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{REF}$ $I_{2M} = \frac{0,65}{R_0}$
6	$+5až + 250$		$U_2 = \frac{R_2 - R_1}{2R_1} U_{REF}$ $R_3 = R_4$ $I_{2M} = \frac{0,65}{R_0}$
7	$-9až-37$		$U_2 = \frac{R_1 + R_2}{2R_1} U_{REF}$ $R_3 = R_4$ $I_{2M} = \frac{0,65}{R_0}$
8	$-9až-250$		$U_2 = \frac{R_1 + R_2}{2R_1} U_{REF}$ $I_{2M} = \frac{0,65}{R_0}$

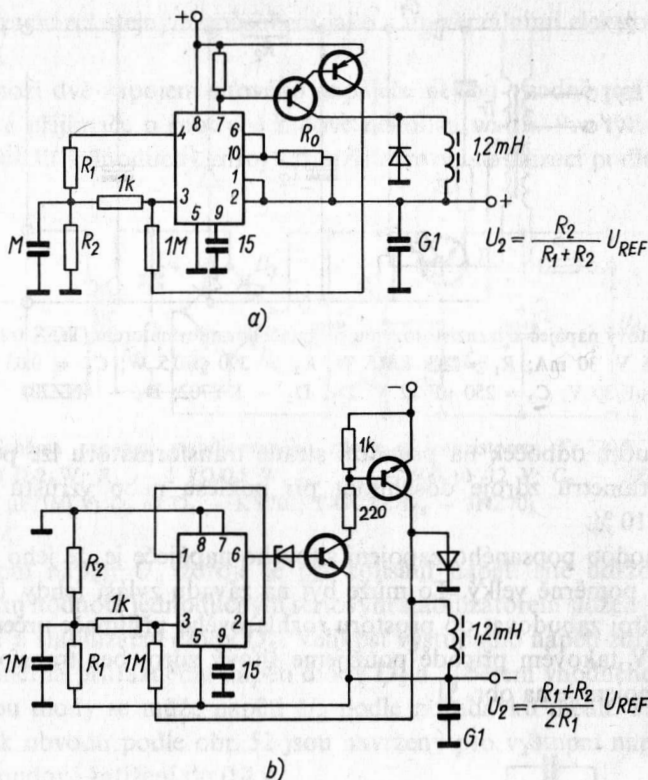
Tab. 13. Hodnoty součástek pro stabilizátory z tab. 12

Výstupní napětí U_2 [V]	Odpory		Obvod
	R_1 [k Ω]	R_2 [k Ω]	
+2	5,15	2,0	1, 2, 4, 5
+3	4,12	3,01	
+5	2,15	4,99	
+6	1,15	6,04	
+9	1,87	7,15	3
+12	4,87	7,15	
+15	7,87	7,15	
+28	21	7,15	
+45	3,57	48,7	6
+75	3,57	78,7	
+100	3,57	102	
+250	3,57	255	
-6	3,57	2,43	7
-9	3,48	5,36	
-12	3,57	8,45	
-15	3,65	11,5	
-28	3,57	24,3	
-45	3,57	41,2	8
-100	3,57	97,6	
-250	3,57	249	

napětí trvalé zvlnění a stabilizátor potřebuje ke své činnosti indukčnost jako zásobník energie. Zapojení spínacích stabilizátorů napětí s integrovaným obvodem MAA 723 pro kladné a záporné výstupní napětí jsou uvedena na obr. 49.

6. PŘÍKLADY POUŽITÍ USMĚRŇOVACÍCH OBVODŮ

Výčet hlavních oblastí uplatnění usměrňovacích obvodů je uveden na obr. 26. V této kapitole je uvedeno několik zapojení použitelných v zařízeních spotřebního charakteru.

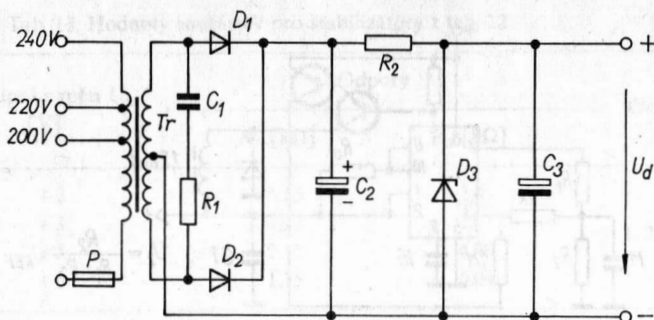


Obr. 49. Spínačový stabilizátor s integrovaným obvodem MAA723; a) s kladným výstupním napětím; b) se záporným výstupním napětím

6.1. Síťový napáječ k tranzistorovému přijímači

Schéma zapojení nejvhodnějšího napájecího obvodu pro malé tranzistorové přijímače je na obr. 50. Na jeho výstupu lze odebírat proud 25 mA při napětí 9 V.

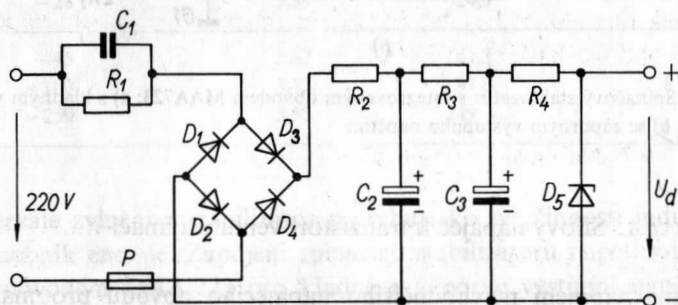
Základem obvodu je dvoupulsní usměrňovač sestavený z transformátoru Tr s vyvedeným středem a z diod D_1 , D_2 . Dvoupulsní průběh napětí je na výstupu usměrňovače filtrován kondenzátory C_2 , C_3 spolu s odporem R_2 . Stabilizaci výstupního napětí při změnách napětí sítě nebo proudu v obvodu zátěže obstarává stabilizační dioda D_3 .



Obr. 50. Síťový napáječ k tranzistorovému přijímači s transformátorem (Tr – transformátor 220/2 × 16 V; 30 mA; $R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega/0,5 \text{ W}$; $R_2 = 390 \Omega/0,5 \text{ W}$; $C_1 = 0,05 \mu\text{F}/250 \text{ V}$; $C_2 = 100 \mu\text{F}/30 \text{ V}$; $C_3 = 250 \mu\text{F}/12 \text{ V}$; D_1, D_2 – KY702; D_3 – 4NZ70)

Přepnutím odboček na primární straně transformátoru lze požadovaných parametrů zdroje dosáhnout při poklesu nebo vzrůstu síťového napětí o 10 %.

Nevýhodou popsaného zapojení síťového napáče je, že jeho transformátor je poměrně velký. To může být na závadu zvláště tehdy, chceme-li síťový zdroj zabudovat do prostoru rozhlasového přijímače určeného pro baterie. V takovém případě použijeme síťový zdroj bez transformátoru, jehož zapojení je na obr. 51.

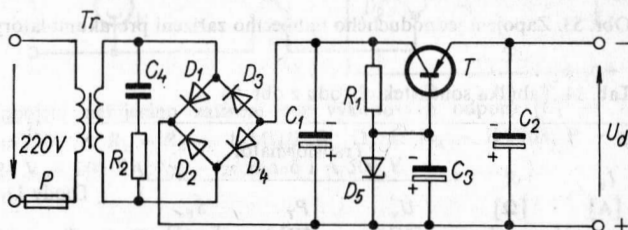


Obr. 51. Síťový napáječ k tranzistorovému přijímači bez transformátoru ($C_1 = 0,3 \mu\text{F}/400 \text{ V}$; $C_2 = C_3 = 25 \mu\text{F}/30 \text{ V}$; $R_1 = 500 \text{ k}\Omega/0,1 \text{ W}$; $R_2 = R_3 = 250 \Omega/0,5 \text{ W}$; $R_4 = 300 \Omega/0,5 \text{ W}$; D_1 až D_4 – KY701; D_5 – 4NZ70; P – pojistka 80 mA)

Při jeho používání je potřeba mít na paměti, že zdroj včetně rozhlasového přijímače je galvanicky spojen s napájecí sítí. Proto budeme ze zdroje napájet jen přijímače, které nemají žádné spojení se zemí a s přijímačem

budeme zacházet stejným způsobem jako s univerzálními elektronkovými přijímači.

Předchozí dvě zapojení síťového napáječe nejsou vhodné pro moderní kabelkové přijímače o spotřebě řádově několika wattů. Pro tyto účely je možno použít jednoduchý zdroj s tranzistorovou stabilizací podle obr. 52.



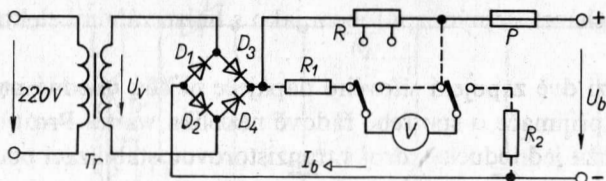
Obr. 52. Schéma zapojení stabilizovaného zdroje s tranzistorem Tr-220/8 V-0,7 A; R_1 - 270 Ω /2 W; R_2 - 1 k Ω /0,5 W; C_1 , C_3 - 500 μ F/12 V; C_2 - 200 μ F/12 V; C_4 - 0,15 μ F/160 V; D_1 až D_4 - KY701; T-OC30; D_5 - 3NZ70)

Výstupní napětí U_d zdroje je při kolísání napětí sítě udržováno na konstantní hodnotě jednoduchým sériovým stabilizátorem složeným z tranzistoru T a stabilizační diody D_5 . Velikost výstupního napětí zdroje je zde přímo úměrná průraznému napětí diody D_5 a výběrem vhodného napěťového typu diody se může napětí U_d podle požadavků měnit. Parametry součástek obvodu podle obr. 52 jsou navrženy pro výstupní napětí 7,5 V a pro proudové zatížení do 0,4 A.

6.2. Nabíjení akumulátorových baterií

Nejjednodušší zapojení nabíjecího zařízení pro akumulátorové baterie je na obr. 53. Parametry jednotlivých součástek jsou pro různé nabíjecí proudy a napětí baterií 6 V a 12 V shrnuty v tab. 14. Nabíjecí proud se nastavuje odporem R opatřeným několika odbočkami.

Ke kontrole nabíjecího proudu a napětí akumulátoru je v obvodu měřicí obvod. Použití tohoto obvodu je výhodné zvláště tehdy, stane-li se, že budeme nevědomky nabíjet poškozenou baterii - např. se zkratovaným článkem nebo poškozenými elektrodami. V takovém případě nás zvětšený nabíjecí proud, popřípadě nižší napětí baterie, včas upozorní na závadu.



Obr. 53. Zapojení jednoduchého nabíjecího zařízení pro akumulátory

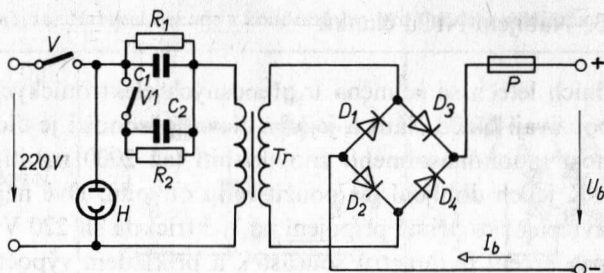
Tab. 14. Tabulka součástek obvodu z obr. 53

U_b [V]	I_b [A]	R [Ω]	Transformátor			Diody D_1 až D_4
			U_v [V]	P_T [W]	S_{Fe} [cm ²]	
6	2	1,5	12,5	40	6,0	21NP70 nebo KY701
	5	0,8	14,5	120	11,0	31NP70 nebo KY708
						bez chlazení
	8	0,4	15,7	180	13,5	41NP70 nebo KY708
12	2	3	21,5	70	8,5	22NP70 nebo KY701
	5	1,5	24,0	180	10,5	32NP70 nebo KY708
						bez chlazení
	8	0,8	25,0	300	17,3	42NP70 nebo KY708
						na Cu plechu 2 × 50 × 50 mm

V odporu R zařazeném v obvodu nabíjecího proudu se ztratí poměrně velký výkon, který při nevhodném konstrukčním uspořádání nabíječe může nepřipustným způsobem zahřívát diody usměrňovače. Proto je třeba při konstrukci nabíječe mít na zřeteli dobré chlazení celého obvodu. Toho dosáhneme např. tím, že vhodně rozmístíme součástky a skříňku nabíječe opatříme větracími otvory.

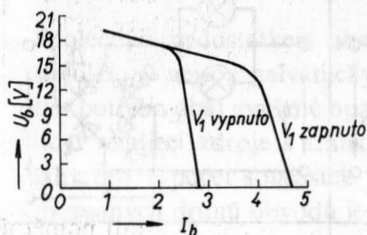
Zapojení jednoduchého nabíjecího zdroje bez odporu v obvodu stejnosměrného proudu je na obr. 54. Zdroj je vhodný zejména pro olověné akumulátory o napětí 6 a 12 V.

Sekundární vinutí transformátoru T_r napájí jednofázový můstkový usměrňovač, sestavený z křemíkových diod. Na výstupní svorky se při-



Obr. 54. Zapojení nabíjecího zařízení bez výkonových odporů ($C_1 = 7 \mu\text{F}/400 \text{ V}$; $C_2 = 3,5 \mu\text{F}/400 \text{ V}$; $R_1 = R_2 = 1 \text{ M}\Omega/1 \text{ W}$; D_1 až $D_4 = \text{KY708}$; P – pojistka 6 A; $Tr = 220/24 \text{ V} - 200 \text{ VA}$; V_1 – přepínač 1 A/500 V

pojuje akumulátor. Proti nesprávnému připojení akumulátoru je nabíjecí obvod stejně jako v předchozím případě jistěn pojistkou P . Kondenzátor zapojený v sérii s primárním vinutím transformátoru zajišťuje, že zdroj má charakteristiku podle obr. 55. Akumulátor se tak nabíjí téměř konstantním proudem. Přepnutím kondenzátorů lze měnit velikost nabíjecího proudu ve dvou stupních – přibližně 2,5 A při vypnutém vypínači V_1 a 4,2 A při zapnutém vypínači V_1 .



Obr. 55. Vnější charakteristiky obvodu podle obr. 54

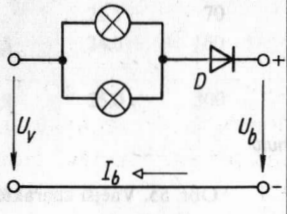
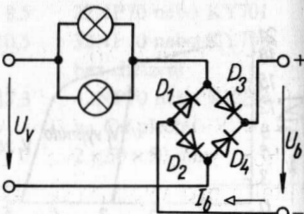
Nabíječ smí být připojen k napájecí síti až teprve tehdy, když je k výstupním svorkám připojen akumulátor. Při chodu obvodu naprázdno by se totiž mohly přepětím, které na sekundárním vinutí transformátoru může vzniknout, porušit diody. Nabíjený akumulátor pak ze stejných důvodů odpojujeme až po odpojení napájecího napětí. Připojení napájecího napětí signalizuje doutnavka H .

6.3. Nabíjení NiCd článků

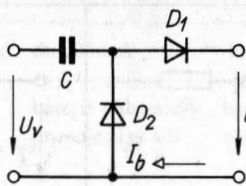
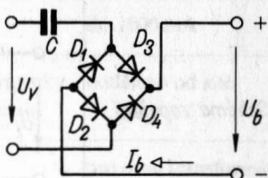
V posledních letech se zejména u přenosných elektronických přístrojů stále více používají NiCd články, jejichž hlavní předností je dlouhá životnost, možnost mnohonásobného znovunabití (až 2000 nabití) a značná robustnost. K jejich dobíjení lze použít řadu obvodů. Dvě nejjednodušší zapojení navržená pro přímé připojení na elektrickou síť 220 V jsou spolu se vztahy pro určení parametrů součástek a příkladem výpočtu uvedeny v tab. 15. Obě uvedená zapojení používají žárovek k omezení nabíjecího proudu. Zapojení, ač velmi jednoduché, má podstatnou nevýhodu v tom, že se na žárovkách ztrácí velký výkon a účinnost nabíječe je malá.

Lepší účinnost než předchozí zapojení mají obvody, u nichž je pro omezení proudu použit kondenzátor. Dvě taková zapojení používaná pro nabíjení NiCd článků jsou spolu se vztahy pro výpočet a příkladem návrhu parametrů součástek uvedena v tab. 16.

Tab. 15. Dvě zapojení nabíjecích obvodů se žárovkami ve funkci omezovacích odporů

Schéma zapojení		
Vztahy pro výpočet	$I_{b(AV)} = \frac{1}{\pi} \frac{\sqrt{2} U_V}{R}$ $\text{pro } U_V = 220V \text{ je } R = \frac{99}{I_{b(AV)}}$	$I_{b(AV)} = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2} U_V}{R}$ $\text{pro } U_V = 220V \text{ je } R = \frac{198}{I_{b(AV)}}$
Příklad návrhu	<p>nabíjecí proud je $I_{b(AV)} = 350 \text{ mA}$</p> $R = \frac{99}{0,35} \doteq 283 \Omega$ <p>žárovky by měly mít výkon 86 W</p>	<p>nabíjecí proud je $I_{b(AV)} = 90 \text{ mA}$</p> $R = \frac{198}{0,09} \doteq 2200 \Omega$ <p>výkon žárovek bude 22 W</p>

Tab. 16. Nabíjecí obvody s kondenzátory pro omezení nabíjecího proudu

<i>Schéma zapojení</i>		
<i>Vztahy pro výpočet</i>	$I_{b(AV)} = \sqrt{2} U_v 2 f C$ <p>pro $U_v = 220 \text{ V}$ je $C \approx 0,0321 I_{b(AV)}$</p> <p style="text-align: center;">$[\mu F; \text{mA}]$</p>	$I_{b(AV)} = \sqrt{2} U_v 4 f C$ <p>pro $U_v = 220 \text{ V}$ je $C \approx 0,0161 I_{b(AV)}$</p> <p style="text-align: center;">$[\mu F; \text{mA}]$</p>
<i>Příklad návrhu</i>	<p>$I_{b(AV)}$ má být 20 mA</p> <p>$C \approx 0,64 \mu F$</p>	<p>$I_{b(AV)}$ má být 30 mA</p> <p>$C \approx 0,56 \mu F$</p>

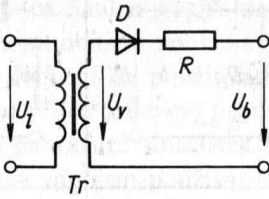
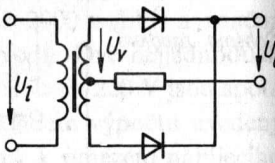
Společným nedostatkem obou typů popsaných obvodů je, že nabíjené akumulátory nejsou galvanicky oddělené od sítě. Při práci se zařízením je tak potřeba dbát zvýšené opatrnosti. Požadavku maximální bezpečnosti vyhoví nabíjecí zdroje s transformátorem. Dvě jednoduchá zapojení se vztahy pro výpočet součástek jsou v tab. 17. Vzájemné porovnání všech tří popsaných druhů obvodů je v tab. 18.

6.4. Dvoupolohové řízení výkonu

Možnost dvoupolohového řízení výkonu přiváděného ke spotřebiči ukazuje obr. 56. Paralelní kombinace diody D a mechanického kontaktu S pracuje takto: Je-li kontakt S rozpojen, je na zátěži (může jí např. být topná spirála elektrického vařiče, pečicí trouby, vysoušeče vlasů atd.) jednopulsně usměrněné napětí a výkon přiváděný ke spotřebiči je

$$P_1 = \frac{U_v^2}{2R_L} \quad [W; V, \Omega] \quad (28)$$

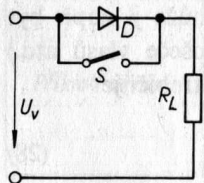
Tab. 17. Nabíjecí usměrňovače s oddělovacím transformátorem a omezovacími odpory

<p><i>Schéma zapojení</i></p>		
<p><i>Vztahy pro výpočet</i></p>	$U_v = \frac{3U_b}{\sqrt{2}}$ $R = \frac{\sqrt{2} U_v}{6 I_{b(AV)}}$	$U_v = \frac{3U_b}{\sqrt{2}}$ $R = \frac{\sqrt{2} U_v}{3 I_{b(AV)}}$
<p><i>Příklad návrhu</i></p>	<p>$U_b = 6V ; I_{b(AV)} = 120mA$</p> $U_v = \frac{3 \cdot 6}{\sqrt{2}} \approx 13V ; R = \frac{\sqrt{2} \cdot 13}{6 \cdot 0,12} \approx 25\Omega$	<p>$U_b = 12V ; I_{b(AV)} = 240mA$</p> $U_v = \frac{3 \cdot 12}{\sqrt{2}} \approx 25V$ $R = \frac{\sqrt{2} \cdot 25}{3 \cdot 0,24} = 50\Omega$

Po zapnutí kontaktu se usměrňovací činnost diody neuplatní, na zátěži tak bude celé napájecí napětí a spotřebič odebírá ze sítě dvojnásobný výkon

$$P_2 = \frac{U_v^2}{R_L} \quad [W; V, \Omega] \quad (29)$$

Popsaného principu se dá využít např. pro regulaci teploty odporově vytápěných spotřebičů (pečicích troub, sterilizátorů atd.). Spínacím prvkem S je kontakt dvojkovového teploměru, který zkratuje (zařadí) diodu, klesne-li (stoupne-li) teplota pod (nad) stanovenou hodnotu. S popsanou úpravou



Obr. 56. Jednoduchý diodový obvod pro řízení výkonu přiváděného do odporu zátěže

Tab. 18. Porovnání nabíjecích usměrňovačů uvedených v tab. 15 až 17

Vlastnost	Obvody z tab. 15	Obvody z tab. 16	Obvody z tab. 17
vhodné pro nabíjecí proud	do 700 mA	do 100 mA	do 1000 mA
bezpečnost	baterie galvanicky propojená se sítí	baterie galvanicky propojena se sítí	odděleno od sítě
cena	velmi levné	levné	pro cenu transformátoru drahé
hmotnost a objem	malá, ale rozměrné	malá a malý	poměrně velká a velký
nároky na konstrukci	velké	nepatrné	velké
automatizace nabíjení	není možná	není možná	není možná
ztráty v omezovacích prvcích	velké	zanedbatelné	malé

regulačního obvodu dosáhneme menšího kolísání teploty, než jaké vzniká při použití samotného regulátoru se spínačem z dvojkovu.

Úprava popsaného obvodu pro řízení, u něhož je topné těleso rozděleno do dvou sekcí, je patrná z tab. 19. Pro jednotlivé polohy kontaktů S jsou zde uvedeny vztahy pro výkon spotřebiče a pro výpočet středního propustného proudu použitých diod.

6.5. Ovládání světel

Při místních úpravách vozovek je často nutné vést dopravu jen jednou polovinou vozovky. Aby byl za těchto okolností provoz bezpečný, vybavují se opravované úseky světelnou signalizací. Využitím usměrňovacích diod s vhodným časovým spínačem lze k bezpečnému řízení dopravy použít jen dvoužárovková signalizační tělesa, jejichž instalace je levnější a snazší. Jednoduché zapojení schopné zajistit bezpečné řízení dopravy je na obr. 57. Střídavé napájecí napětí systému je usměrňováno jednofázovým můstkem V_1 . Výstupní stejnosměrné napětí je přes přepínač a soustavu zkratovacích

Tab. 19. Schéma zapojení se vztahy pro výpočet proudové zatížitelnosti diod použitých pro řízení výkonu u odporových spotřebičů

Schéma zapojení		
Diody musí mít proudovou zatížitelnost	$R_1 = R_2 \quad P_1 = P_2 = P/2$ $I_{F(AV)1} = I_{F(AV)2} = \frac{\sqrt{2} P}{\pi U_V}$	$R_1 = R_2 \quad P_1 = P_2 = P/2$ $I_{F(AV)1} = I_{F(AV)2} = \frac{P}{\sqrt{2} \pi U_V}$
Diody musí mít proudovou zatížitelnost	$R_1 \neq R_2 \quad P_1 \neq P_2$ $I_{F(AV)1} = \frac{\sqrt{2} P_1}{\pi U_V} \quad I_{F(AV)2} = \frac{\sqrt{2} P_2}{\pi U_V}$	$R_1 \neq R_2 \quad P_1 \neq P_2$ $I_{F(AV)1} = I_{F(AV)2} = \frac{P_1 + P_2}{\sqrt{2} \pi U_V}$

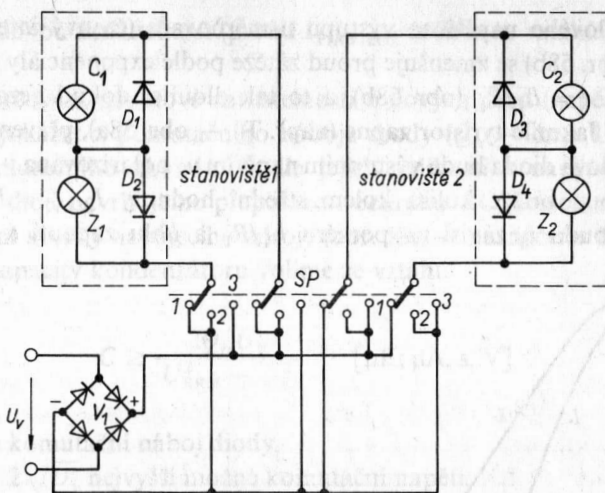
diod (D_1 až D_4) přiváděno k signalizačním světlům. Podle nastavení polohy kontaktů automatického časového spínače SP svítí následující světla

- poloha 1 zelená Z_2 (červená C_1) na stanovišti 2 (1) — odpovídá možnosti jízdy v jednom směru,
- poloha 2 červená (C_1 ; C_2) na obou stanovištích — sledovaný úsek se uvolňuje,
- poloha 3 červená C_2 (zelená Z_1) na stanovišti 2 (1) — odpovídá možnosti jízdy ve směru opačném.

Světla, která v daném okamžiku nemají svítit jsou zkratována paralelně připojenými diodami. Dobu svícení jednotlivých světél lze nastavit automatickým časovým spínačem SP.

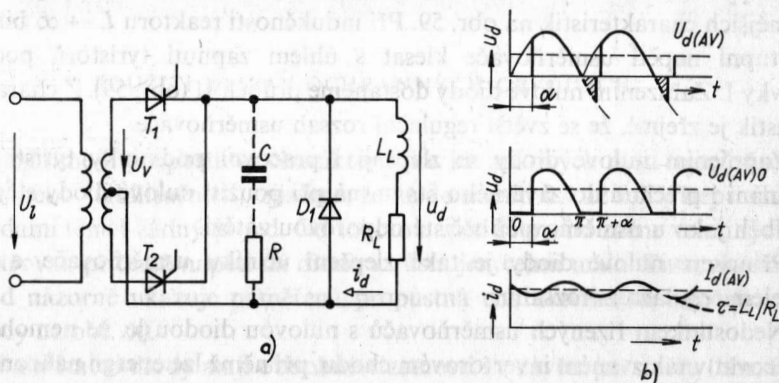
6.6. Použití pro vyhlazování proudu zátěže u řízených usměrňovačů

K vyhlazování výstupního proudu řízených usměrňovačů se používají reaktory zapojované do série se zátěží. Aby se dosáhl nepřerušovaný průběh proudu zátěží v celém rozsahu řízení úhlu zapnutí tyristorů, je



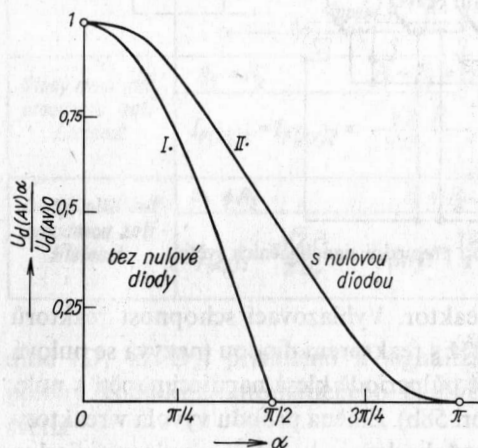
Obr. 57. Využití diod při přepínání signalizačních světel

nutný velký a poměrně drahý reaktor. Vyhlašovaci schopnost reaktorů můžeme zlepšit, přemostíme-li zátěž s reaktorem diodou (nazývá se nulová dioda) podle obr. 58. Když v dané půlperiodě klesá napájecí napětí k nule, zmenšuje se také proud zátěže (obr. 58b). Změna proudu vyvolá v reaktoru vznik protinapětí, které udržuje průchod proudu zátěží a nulovou diodou i v době, kdy napájecí napětí kleslo na nulu a další tyristor není zapnutý.



Obr. 58. a) Jednofázový, dvojpulsní řízený usměrňovač s průběhy výstupního napětí bez použití nulové diody (horní průběh na obr. b) a výstupního napětí a proudu při použití nulové diody (střední a spodní průběh na obr. b)

V době nulového napětí na výstupu usměrňovače (časový interval π až $\pi + \alpha$ – obr. 58b) se zmenšuje proud zátěže podle exponenciály s časovou konstantou $\tau = L_L/R_L$ (obr. 58b), a to tak dlouho, dokud nezapne další z tyristorů. Jakmile tyristor zapne (např. T_2 – obr. 58a), převezme proud zátěže a nulová dioda bude výstupním napětím u_d polarizována v závěrném směru. Proud zátěže kolísá kolem střední hodnoty $I_{d(AV)} = U_{d(AV)}/R_L$. Zvlnění proudu i_d závisí na poměru L_L/R_L a úhlu zapnutí α tyristorů.



Obr. 59. Vnější charakteristiky řízeného usměrňovače z obr. 59 při použití nulové diody a bez diody

Jaký vliv má nulová dioda na vlastnosti řízeného usměrňovače je patrné z vnějších charakteristik na obr. 59. Při indukčnosti reaktoru $L \rightarrow \infty$ bude výstupní napětí usměrňovače klesat s úhlem zapnutí tyristorů podle křivky I. Zařazením nulové diody dostaneme průběh II (obr. 59). Z charakteristik je zřejmé, že se zvětší regulační rozsah usměrňovače.

Zapojením nulové diody se zlepšují i pracovní podmínky tyristorů. Spínání i přechod do závěrného stavu má při použití nulové diody stejný průběh jako u usměrňovačů s čistě odporovou zátěží.

Přínosem nulové diody je také zlepšení účinku usměrňovače, a to v celém regulačním rozsahu.

Nedostatkem řízených usměrňovačů s nulovou diodou je, že nemohou pracovat v tak zvaném invertorovém chodu, při němž lze energii nahromaděnou v indukčnostech zátěže vrátit zpět do napájecí sítě [15].

Výběr parametrů nulové diody pro dané zapojení řízeného usměrňovače s výstupním napětím $U_{d(AV)}$ a proudem $I_{d(AV)}$ se řídí následujícími hledisky

a) Proudovou zatížitelnost (proud $I_{F(AV)max}$ určíme ze vztahů uvedených v tab. 29).

b) Při určování napěťové zatížitelnosti nulových diod (napětí U_{RRM}) je potřeba vycházet z komutačního náboje diody (Q_{rr} — kap. 1.1) a parametrů komutačního obvodu. Podle jejich velikosti a napěťového typu zvolených diod navrhujeme přepětovou ochranu RC, kterou umísťujeme na výstupní svorky napájecího zdroje (obr. 58a — naznačeno čárkovaně). Velikost kapacity kondenzátoru volíme ze vztahu

$$C \geq \frac{2Q_{rr}U_K}{U_{RRM}^2 - U_K^2} \quad [\mu F; \mu A, s, V] \quad (30)$$

kde Q_{rr} je komutační náboj diody,

$U_K = 2\sqrt{U_v}$ nejvyšší možné komutační napětí,

U_{RRM} opakovatelné závěrné napětí diod.

Za předpokladu, že bude $U_{RRM}/\sqrt{2}U_v \geq 2$, zvolíme odpor tak, aby přibližně platilo

$$R \doteq \frac{150}{C} \quad [\Omega; \mu F] \quad (31)$$

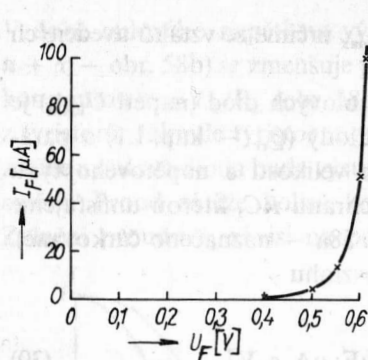
V případě, že nelze od použitých diod zjistit komutační náboj, zvolíme je tak, aby platilo $U_{RRM} > 4,5U_v$.

7. POUŽITÍ DIOD V OCHRANNÝCH OBVODECH

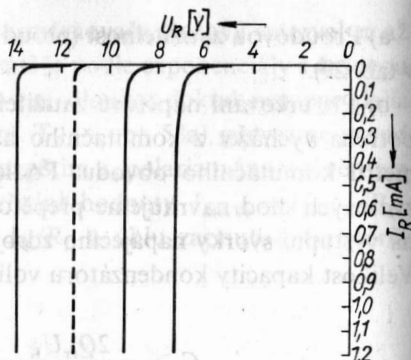
Změříme-li propustnou charakteristiku křemíkových diod (usměrňovacích nebo stabilizačních), zjistíme, že až do napětí 0,4 až 0,5 V neprochází diodami téměř žádný proud. Od tohoto napětí se proud začne velmi rychle zvětšovat, přičemž napětí na diodě vzrůstá jen velmi málo. Tuto vlastnost diod názorně ukazuje naměřená propustná charakteristika usměrňovací diody na obr. 60.

Stabilizační diody mají obdobné vlastnosti i v závěrném směru (obr. 61).

Popsané náhlé změny vodivosti křemíkových usměrňovacích a stabilizačních diod se dá využít k ochraně měřicích přístrojů a zařízení proti proudovému, popřípadě napěťovému přetížení.



Obr. 60. Naměřená propustná charakteristika křemikové diody KY702 při malých proudech



Obr. 61. Naměřené závěrné charakteristiky čtyř stabilizačních diod typu NZ70

7.1. Použití usměrňovacích a stabilizačních diod k ochraně měřicích přístrojů

Citlivé stejnosměrné přístroje s malým rozsahem lze snadno poškodit nebo zcela zničit, přiloží-li se ke svorkám přístroje troj až pětinašobek hodnoty rozsahu stupnice. Zabránit poškození přístrojů lze pomocí diod vhodným způsobem připojených k měřicímu přístroji.

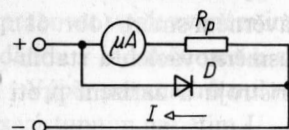
a) Ochrana stejnosměrného mikroampérmetru. Vhodné zapojení diody je na obr. 62. Velikost předřadného odporu R_p určíme ze vztahu

$$R_p = \frac{U_0}{I_{MS}} - R_{ip} \quad [\Omega; V, A, \Omega] \quad (32)$$

kde U_0 je napětí, při kterém začne diodou procházet proud — pro nevybírané diody jej volíme $U_0 = 0,3 V$; u vybíraných kusů může být $U_0 = 0,4$ až $0,5 V$,

R_{ip} vnitřní odpor přístroje,

I_{MS} rozsah celé stupnice mikroampérmetru.



Obr. 62. Zapojení diodové ochrany mikroampérmetru

Příklad návrhu. Mikroampérmetr s rozsahem $I_{MS} = 50 \mu A$ a vnitřním odporem $R_{ip} = 2000 \Omega$ budeme jistit diodou KY701. Dosazením do rovnice (32) dostaneme velikost předřadného odporu

$$R_p = \frac{0,3}{50 \cdot 10^{-6}} - 2000 = 4000 \Omega$$

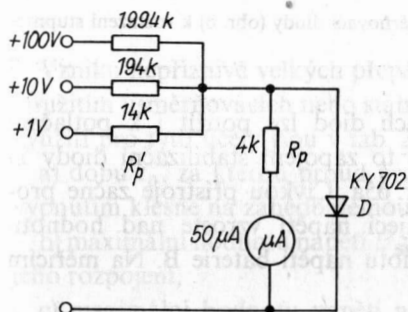
Při prověření navržené ochrany se ukázalo, že při celkovém proudu $I = 100 \text{ mA}$ měřicím přístrojem, procházel cívkou přístroje proud $142 \mu A$. To znamená, že při dvoutisícinásobném proudovém přetížení měřicího zařízení je cívka přístroje přetěžována pouze 2,84násobně. To je hodnota, kterou přístroj bez poruchy vydrží.

b) Ochrana stejnosměrného voltmetru. Ke stavbě ochranného obvodu lze využít buď propustné charakteristiky usměrňovacích a stabilizačních diod, nebo závěrné charakteristiky stabilizačních diod.

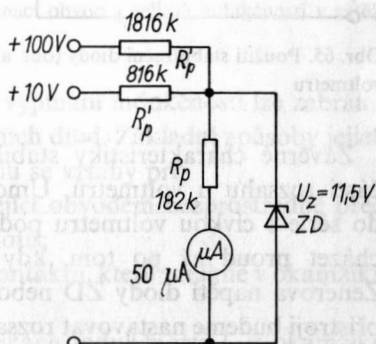
Uspořádání ochrany s využitím propustné charakteristiky diod je na obr. 63. Voltmetr je vytvořen mikroampérmetrem o rozsahu $50 \mu A$, s vnitřním odporem 2000Ω . Ochranný obvod je počítán podle stejných zásad jako u mikroampérmetru. Zapojením předřadných odporů R'_p o velikosti

$$R'_p = \frac{U_{MS}}{I_{MS}} - R_p - R_{ip} \quad [\Omega; V, A, \Omega, \Omega] \quad (33)$$

a je-li U_{MS} napětí požadovaného rozsahu celé stupnice voltmetru, lze získat přístroj s vnitřním odporem $20\,000 \Omega/V$.



Obr. 63. Využití usměrňovací diody pro ochranu voltmetru



Obr. 64. Stabilizační dioda v ochranném obvodu voltmetru

Ochranný obvod voltmetru využívající závěrné charakteristiky stabilizační diody je na obr. 64. Velikost předřadného odporu tentokrát určíme ze vztahu

$$R_p = \frac{0,8U_z}{I_{MS}} - R_{ip} \quad [\Omega; V, A, \Omega] \quad (34)$$

kde U_z je Zenerovo napětí zvoleného typu stabilizační diody,

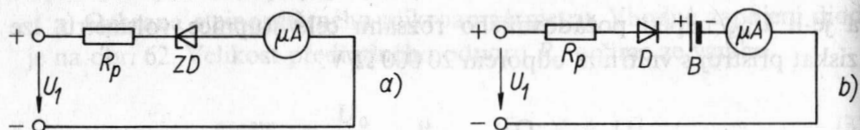
I_{MS} proud procházející přístrojem při plné výchylce,

R_{ip} vnitřní odpor přístroje.

Působení této ochrany lze sledovat na voltmetru zhotoveném z mikroampérmetru $50 \mu A$ s vnitřním odporem 2000Ω . K sestavení ochrany byla použita stabilizační dioda s $U_z = 11,5 V$, jejíž charakteristika je čárkovane nakreslena na obr. 61. Specifikace voltmetru s ochranou je na obr. 64. Velikost předřadných odporů R_p byla určena z rovnice (34).

Měření na přístroji s navrženou ochranou při použití napěťového rozsahu $50 V$ ukázala, že při vstupním napětí $1000 V$ procházel mikroampérmetrem proud $60 \mu A$. Při dvacetinásobném přetížení vstupu byl tedy vlastní přístroj přetížen pouze o 20% .

Z výsledku je zřejmé, že využití závěrné charakteristiky stabilizačních diod dává lepší výsledky než ochrana využívající propustné charakteristiky.



Obr. 65. Použití stabilizační diody (obr. a) a usměrňovací diody (obr. b) k roztažení stupnice voltmetru

Závěrné charakteristiky stabilizačních diod lze použít i k potlačení části rozsahu u voltmetrů. Umožňuje to zapojení stabilizační diody D do série s cívkou voltmetru podle obr. 65a. Cívkou přístroje začne procházet proud až po tom, kdy napájecí napětí vzroste nad hodnotu Zenerova napětí diody ZD nebo hodnotu napětí baterie B . Na měřicím přístroji budeme nastavovat rozsah

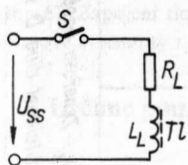
$$U_{MS} = U_1 - U_z \quad \text{pro zapojení podle obr. 65a}$$

$$U_{MS} = U_1 - U_B - 0,5 \quad \text{pro zapojení podle obr. 65b}$$

Uvedených principů jištění lze použít i v dalších případech. Např. k jištění řídicího (bázového) obvodu tyristoru (tranzistoru) proti přepólování vstupního napětí, ke zvětšení šumové imunity tyristorových a tranzistorových obvodů a v dalších případech.

7.2. Potlačení oblouku na kontaktech přístrojů

Usměrňovacích a stabilizačních diod lze výhodně použít ke zhášení oblouku, který vznikne na kontaktech elektromechanických spínačů při vypínání obvodů s indukčností. Jednoduchý spínací obvod s indukční zátěží, kterou je např. cívka relé, je na obr. 66. Vyznačený odpor R_L nahrazuje odpor cívky. Rozepneme-li kontakty spínače S , zmenšuje se magnetické pole v cívce a na jejích vývodech se objeví napětí, jehož velikost závisí na velikosti indukčnosti ve vypínaném obvodu a rychlosti s jakou se zmenšuje proud v obvodu. Vzniklé napětí je často tak vysoké, že vyvolá vznik oblouku mezi kontakty spínače. Časté vypínání obvodu pak vede k postupnému opalování kontaktů, kontakty se musejí často čistit a životnost spínačů se zkracuje.

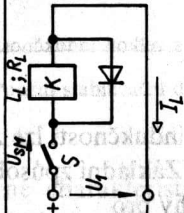
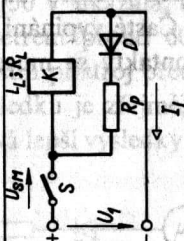
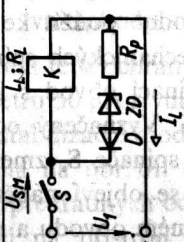


Obr. 66. Jednoduchý spínací obvod s velkou indukčností v zátěži

Vzniku nepříznivě velkých přepětí při vypínání indukčnosti lze zabránit použitím usměrňovacích nebo stabilizačních diod. Základní způsoby jejich využití pro tyto účely jsou v tab. 20 spolu se vztahy pro

- dobu t_0 , za kterou proud procházející obvodem bezprostředně před vypnutím klesne na zanedbatelnou hodnotu;
- maximální hodnotu napětí U_{SM} na kontaktu, které vznikne v okamžiku jeho rozpojení,
- maximální hodnotu napětí na svorkách indukčnosti L v okamžiku rozpojení kontaktů S ,
- vztahy pro proudové dimenzování polovodičových součástek.

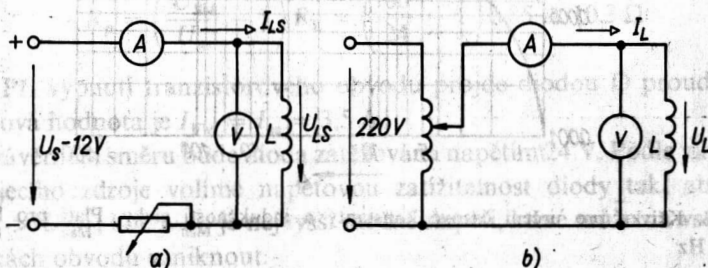
Tab. 20. Základní diodové ochranné obvody kontaktů se vztahy pro výpočet parametrů jednotlivých

Označení obvodu	A	B	C
Schéma zapojení			
Doba, za jakou se proud cívky zmenší na zanedbatelnou hodnotu	$t_0 = 3\tau_L$	$t_0 \approx \frac{3\tau_L R_L}{R_L + R_p}$	$t_0 = \frac{\tau_L R_L}{R_L + R_p} \ln \left(1 + \frac{(R_L + R_p) U_L}{R_L U_Z} \right)$
Napětí na kontaktech S v okamžiku rozepnutí	$U_{SM} = U_L$	$U_{SM} = U_L \left(1 + \frac{R_p}{R_L} \right)$	$U_{SM} = U_L \left(1 + \frac{R_p}{R_L} + \frac{U_Z}{U_L} \right)$
Napětí na cívce U_{Lmax} v okamžiku rozepnutí S	$U_{Lmax} = 0$	$U_{Lmax} = U_L \frac{R_p}{R_L}$	$U_{Lmax} = U_L \left(\frac{R_p}{R_L} + \frac{U_Z}{U_L} \right)$
Zatížitelnost diod D	$I_{FM} = I_L$	$I_{FM} = I_L$	$I_{FM} = I_L$
Zatížitelnost stabilizačních diod ZD	—	—	$P_Z \approx 0,32 U_Z I_L$
Poznámky	$\tau_L = R_L L_L$; U_Z - Zenerovo napětí diod ZD ; P_Z - zhrátový výkon diod ZD ; Napětí na zatížitelnost diod D volíme podle amplitudy přepětí, které mohou vzniknout		

Abychom mohli s udanými vztahy počítat, je potřeba nejprve zjistit parametry vypínané indukčnosti – velikost indukčnosti L_L a vnitřní odpor R_L . Lze je buď nalézt v katalogu výrobce, nebo měřením podle následujícího postupu:

1. Ke svorkám tlumivky, cívky relé atd. připojíme zdroj s dobře filtrovaným napětím (obr. 67a) a stejnosměrným ampérmetrem a voltmetrem změříme úbytek napětí U_{LS} na cívce při proudu I_{LS} .

2. Ke svorkám tlumivky připojíme střídavé napětí, jehož velikost můžeme plynule měnit (obr. 67b). Na svorkách tlumivky nastavíme napětí U_L , jehož velikost se číselně rovná napětí U_{LS} a znovu zjistíme velikost proudu I_L procházejícího cívkou.



Obr. 67. Zapojení tlumivky Tl při měření konstant pro výpočet indukčnosti L_L , odporu R_L a časové konstanty τ_L

3. Určíme poměr naměřených proudů

$$A = \frac{I_{LS}}{I_L} \quad \text{pro} \quad U_{LS} = U_L \quad (35)$$

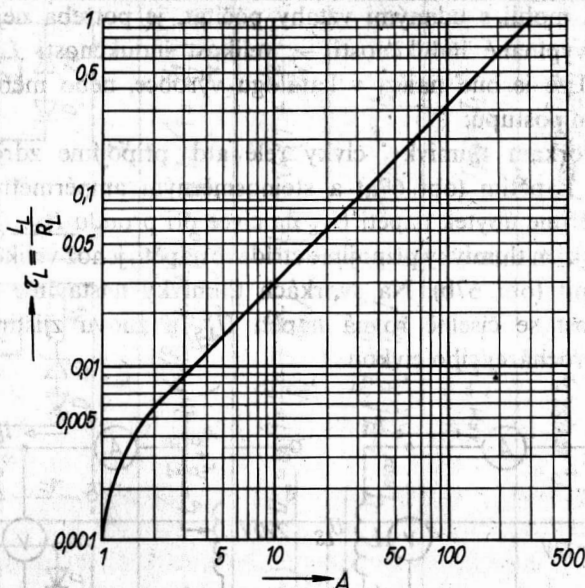
a odpor cívky

$$R_L = \frac{U_{LS}}{I_{LS}} \quad (36)$$

4. Z vypočítaného poměru A najdeme v obr. 68 velikost časové konstanty $\tau_L = L_L/R_L$.

Jakým způsobem lze naznačený postup využít ukážeme na příkladu:

Cívka elektromagnetu M je napájena ze zdroje stejnosměrného napětí U_{ss} (obr. 69) přes tranzistorový spínač TS. Úkolem je navrhnout takovou ochranu, která zajistí, že indukované napětí, které na svorkách cívky M vznikne při vypnutí TS, nepřekročí hodnotu $U_{Kmax} \leq 60 \text{ V}$.



Obr. 68. Křivka pro určení časové konstanty a indukčnosti cívky. Platí pro kmitočet $f = 50 \text{ Hz}$

Elektrické parametry cívky: jmenovité napájecí napětí $U_{ss} = 24 \text{ V}$; proud $I_{ss} = 3,5 \text{ A}$. Protože nebyla známa indukčnost a odpor cívky, bylo podle bodu 1. a 2. změřeno

ve schématu podle obr. 67a při $U_{LS} = 12 \text{ V}$ naměřen proud $I_{LS} = 1,75 \text{ A}$,

ve schématu podle obr. 67b při $U_L = 12 \text{ V}$ naměřen proud $I_L = 0,35 \text{ A}$.

Volba zapojení a výpočet obvodu

A. Z cenových důvodů volíme zapojení B z tab. 20.

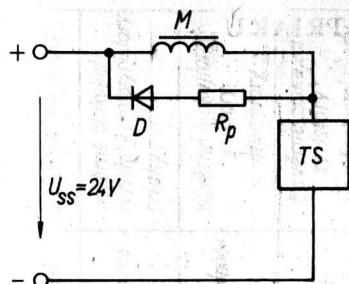
B. V soulase s bodem 3. stanovíme z naměřených proudů poměr

$$A = \frac{I_{LS}}{I_L} = \frac{1,75}{0,35} = 5$$

pro který z obr. 58 zjistíme časovou konstantu $\tau = 15 \cdot 10^{-3} \text{ s}$.

C. Určíme odpor cívky elektromagnetu

$$R_L = \frac{U_{LS}}{I_{LS}} = \frac{12}{1,75} = 6,85 \Omega$$



Obr. 69. Jištění tranzistorového spínače (TS) proti přepětím vznikajícím při vypínání obvodu cívky magnetu M

D. Pro určení odporu R_p použijeme vztah pro U_{SM} (viz zapojení B v tab. 20)

$$R_p = \left(\frac{U_{SM}}{U_{ss}} - 1 \right) R_L = \left(\frac{60}{24} - 1 \right) 6,85 \approx 10,3 \, \Omega$$

E. Při vypnutí tranzistorového obvodu projde diodou D proud, jehož špičková hodnota je $I_{FM} = I_{ss} = 3,5 \, \text{A}$.

V závěrném směru bude dioda zatěžována napětím 24 V. Podle vlastností napájecího zdroje volíme napětovou zatížitelnost diody tak, aby bylo $U_{RRM} > U_{ssM}$; kde U_{ssM} je nejvyšší možné napětí, které může na vstupních svorkách obvodu vzniknout!

F. Pro úplnost ještě stanovíme napětí U_{Lmax} na svorkách cívky magnetu v okamžiku vypnutí klopného obvodu a dobu (t_0), za kterou se proud cívky zmenší na zanedbatelnou hodnotu. Podle vztahu z tab. 20 dostaneme

$$U_{Lmax} = U_{ss} \frac{R_p}{R_L} = 24 \frac{10,3}{6,85} = 36 \, \text{V}$$

$$t_0 = \frac{3\tau_L R_L}{R_p + R_L} = \frac{3 \cdot 15 \cdot 10^{-3} \cdot 6,85}{10,3 + 6,85} = 18 \cdot 10^{-3} \, \text{s}$$

Tam, kde je třeba, aby se proud cívky zmenšil na nulu za kratší dobu, než to dovoluje obvod s odporem a diodou, je možné použít některého ze zapojení se stabilizační diodou. Je však nutné počítat s tím, že ochranné obvody jsou nákladnější. U cívek s vyšším napájecím napětím (nad 200 V) lze místo stabilizačních diod použít lavinové usměrňovací diody [1].

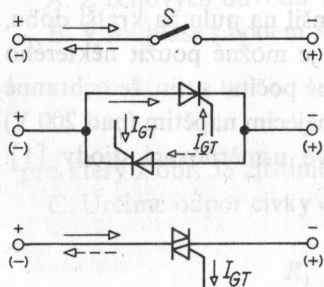
III. POUŽITÍ TYRISTORŮ A TRIAKŮ

Tyristory a triaky jsou spolu s usměrňovacími diodami nejrozšířenějšími součástkami ve výkonové elektronice. Zapojené do vhodného schématu mohou být použity pro různé činnosti. Jejich přehled spolu s přiřazením nejvhodnějších součástek a zjednodušených průběhů vstupních a výstupních napětí je v tab. 21.

A. Spínání napětí

a) Spínání střídavého napětí obstarávají střídavé spínače. Dva tyristory (nebo jeden triak) zapojené podle obr. 70, nahrazují funkci mechanického kontaktu. Zapínání kontaktu se děje řídicím proudem (I_{GT}) přiváděným do řídicí elektrody tyristorů (triaku), na začátku každé půlperrody napájecího napětí. Přerušení dodávky řídicích impulsů znamená vypnutí polovodičové součástky, kontaktu, a to nejpozději za dobu $T/2$ (když $T = 1/f$ je perioda napájecího napětí). U tyristorové náhrady vede každý tyristor jednu půlperiodu napájecího napětí, u triakového řešení vystačíme s jednou součástkou pro obě půlperiody střídavého průběhu.

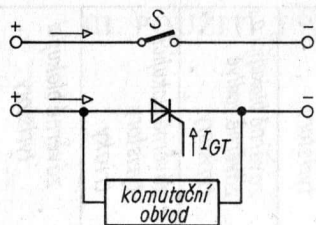
b) Spínač stejnosměrného napětí má principiální uspořádání podle obr. 71. K vedení proudu postačí jeden tyristor zapínaný opět proudem I_{GT} .



Obr. 70. Dvě možnosti polovodičové náhrady mechanického kontaktu S pracujícího ve spínačích střídavého napětí

Tab. 21. Přehled činnosti hlavních druhů výkonových polovodičových součástek v obvodech výkonové elektroniky

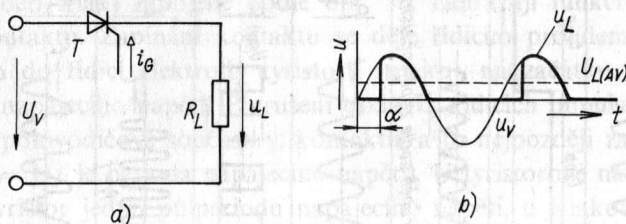
Hlavní činnost	Průběh vstupního napětí	Průběh výstupního napětí	Název zařízení	používané součástky
Spínlání	střídavého napětí			závěrně blokující tyristory, fototyristory triaky;
	stejnoseměrného napětí			závěrně blokující tyristory fototyristory
Přeměna napětí	střídavého na stejnosměrné		 průběh podle zapojení usměrňovače	závěrně blokující tyristory usměrňovací diody
	stejnoseměrného na střídavé			závěrně blokující a závěrně vodivé tyristory
	stejnoseměrného na stejnosměrné			závěrně blokující a závěrně vodivé tyristory
	střídavého na střídavé			závěrně blokující a závěrně vodivé tyristory
Řízení napětí	střídavého			závěrně blokující tyristory triaky
	stejnoseměrného		 průběh podle zapojení usměrňovače	závěrně blokující tyristory



Obr. 71. Schématické znázornění tyristorové náhrady mechanického kontaktu S pracujících ve spínacích stejnosměrného napětí

Proti střídavým spínačům neklesá u stejnosměrného spínače proud tyristorem na nulu. K vypnutí tyristoru, a tím i spínače je třeba připojit k tyristoru T pomocný obvod, který v okamžiku vypínání spínače zmenší proud tyristorem pod hodnotu vratného proudu a na této hodnotě jej udrží po dobu větší nebo rovnou vypínací době tyristoru. Obvody, které takovou činnost zajišťují, se nazývají komutační obvody.

V praxi se tyristorové a triakové spínače (obvykle nazývané bezkontaktné spínače) často používají. Podrobnější výčet vlastností bezkontaktných spínačů s ukázkami použití je v kap. 8.

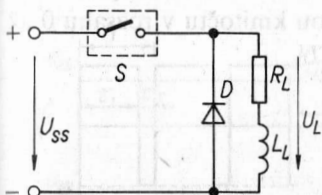


Obr. 72. Znázornění principu fázového řízení (obr. b) u obvodu jednopulsního řízeného usměrňovače

B. Přeměna napětí

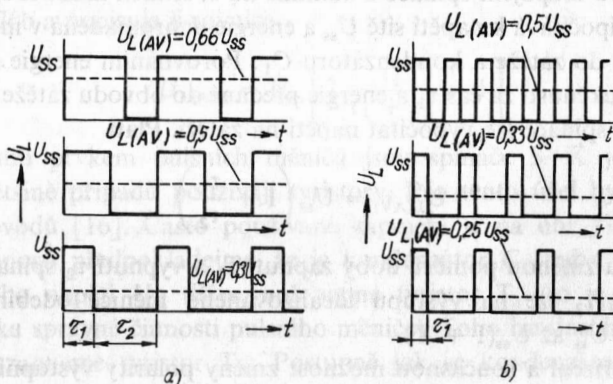
a) Přeměna střídavého napětí na stejnosměrné se děje v řízených usměrňovačích. Pomocí nich lze plynule měnit střední hodnotu stejnosměrného napětí od nuly do maximální hodnoty rovné výstupnímu napětí daného zapojení neřízeného usměrňovače (kap. 4) – a opačně. Řízené usměrňovače využívají ke své činnosti velmi dobrých spínačů (zapínacích a vypínacích) vlastností tyristorů, které umožňují na určitou část periody připojovat střídavé napájecí napětí ke spotřebiči. Jde o velmi účinný způsob řízení středního napětí (výkonu) často využívaný (kap. 9). Vlastní

řízení označované jako fázové řízení spočívá v tom, že okamžik zapnutí tyristorů se proti počátku kladné půlperiody anodového napětí zpozdí o úhel α (obr. 72). Je-li zátěží odpor, vedou tyristory proud po zapnutí až do konce kladné půlperiody napájecího napětí, kdy vypínají. Fázovým řízením lze plynule řídit i střídavé napětí. Podrobněji je tento způsob řízení a způsoby, jakými je dosahován fázový posun okamžiku zapnutí tyristorů, popsán v kap. 9.



Obr. 73. Princip měniče stejnosměrného napětí

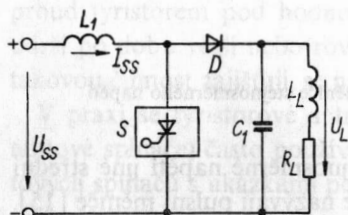
b) Přeměna stejnosměrného napětí na stejnosměrné napětí jiné střední hodnoty. Obvody umožňující tuto činnost se nazývají pulsní měniče [15]. Podstata jejich činnosti vyplývá z principiálního zapojení na obr. 73. Spínačem S se na určitou, přesně definovanou dobu přivádí plné napájecí napětí k zátěži. Pak následuje časový interval, kdy je zátěž od zdroje zcela odpojena. Plynulým řízením doby, po kterou je napětí k zátěži přiloženo (odpojeno), lze plynule měnit i střední hodnotu napětí na zátěži. Změnu výstupního napětí lze dosáhnout jedním ze způsobů uvedených na obr. 74.



Obr. 74. Idealizované průběhy napětí na zátěži pulsního měniče z. obr. 73 při řízení změnou doby zapnutí (obr. a) a změnou kmitočtu spínání (obr. b)

U prvního způsobu (obr. 74a) je kmitočet spínání konstantní a podle požadovaného výstupního napětí se řídí doba, po kterou je spínač zapnut. Při uvažování ideálního spínače (to je spínače, jehož doba zapnutí, doba vypnutí i úbytek na kontaktech jsou zanedbatelné) lze plynulou změnou doby jeho zapnutí v rozsahu $\tau_1 = 0$ až T dosáhnout plynulé změny napětí na zátěži v rozsahu 0 až U_{ss} .

Druhý způsob (obr. 74b) pracuje s plynulou změnou kmitočtu spínání, přičemž zůstává konstantní doba zapnutí spínače a tím i doba, po kterou je zátěž připojena k napájecímu napětí. Změnou kmitočtu v rozsahu 0 až $f_{\max} = 1/\tau_1$ se napětí na zátěži změní od 0 do U_{ss} .



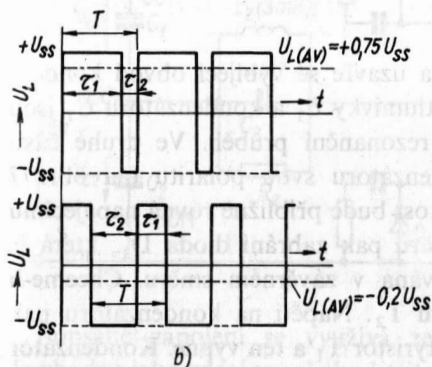
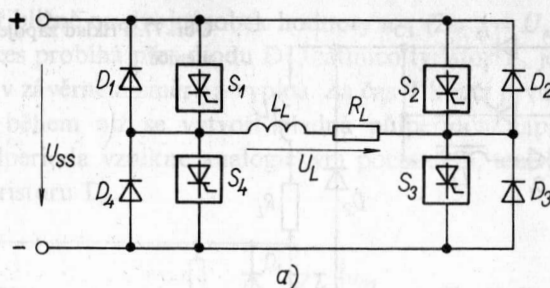
Obr. 75. Principiální zapojení pulsního měniče pro zvyšování stejnosměrného napětí

Kromě plynulého snižování výstupního napětí lze pulsními měniči také zvyšovat napětí na zátěži ve srovnání s napětím zdroje. Pulsní měnič má tentokrát zapojení podle obr. 75. Za předpokladu velké indukčnosti L_1 , je činnost obvodu následující. Zapneme-li za tohoto stavu spínač S na dobu τ_1 , nahromadí se v indukčnosti L_1 energie úměrná součinu $U_{ss}I_{ss}\tau_1$. V okamžiku rozpojení spínače S vznikne na svorkách indukčnosti napětí, které se připočítává k napětí sítě U_{ss} a energie nahromaděná v indukčnosti se předává do zátěže a kondenzátoru C_1 . Porovnáním energie nahromaděné v indukčnosti za čas τ_1 a energie předané do obvodu zátěže v době τ_2 vypnutého spínače lze vypočítat napětí na zátěži. Platí

$$U_{L(AV)} = U_{ss} \left(1 + \frac{\tau_1}{\tau_2} \right) \quad (37)$$

Plynulou změnou poměru doby zapnutí τ_1 a vypnutí τ_2 spínače S od 0 do $X = \tau_1/\tau_2$ lze na výstupu idealizovaného měniče odebrat napětí o velikosti U_{ss} až $U_{ss}(1 + X)$.

Plynulé řízení a současnou možnost změny polarit výstupního napětí dává zapojení pulsního měniče podle obr. 76. Jsou v něm použity čtyři spínače S_1 až S_4 . Jejich zapínání je řízeno tak, aby v době zapnutí např.

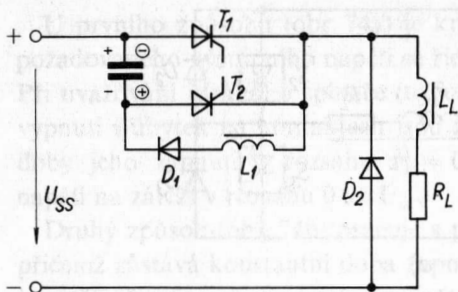


Obr. 76. Principiální uspořádání reverzačního pulsního měniče (obr. a) s idealizovanými průběhy napětí na zátěži (obr. b)

dvojice S_1, S_3 byla druhá dvojice spínačů S_2, S_4 vypnuta. Změnou doby zapnutí obou dvojic spínačů lze plynule měnit napětí na zátěži v rozsahu $+U_{ss}$ až $-U_{ss}$. Tuto možnost lze snadno vysledovat z průběhů napětí na obr. 76b a popisuje ji rovnice

$$U_{L(AV)} = U_{ss} \left[2 \frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2} - 1 \right] \quad (38)$$

Hlavním prvkem pulsních měničů jsou spínače S . K jejich stavbě se ve většině případů používají tyristory. Pro tento účel byla navržena řada obvodů [16]. Často používané zapojení je na obr. 77. Pro popis jeho činnosti předpokládejme, že je kondenzátor C_1 nabit na hodnotu napájecího napětí U_{ss} dříve, než zapne tyristor T_1 (to je také hlavní podmínka správné činnosti pulsního měniče). Toho lze dosáhnout tak, že nejprve zapneme tyristor T_2 . Postupně jak se kondenzátor C_1 nabíjí, proud i_C se zmenšuje, až v určitém čase se zmenší pod hodnotu vratného proudu I_H tyristoru T_2 a ten vypne. Kondenzátor zůstane nabitý až



Obr. 77. Příklad zapojení pulsního měniče

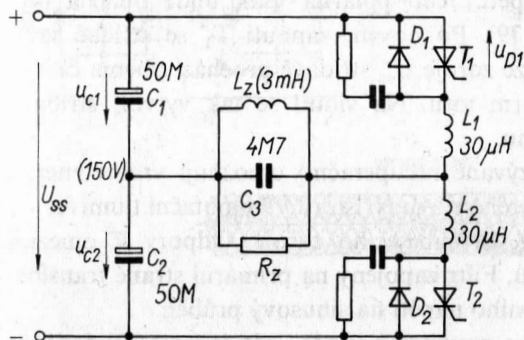
do okamžiku, ve kterém zapne T_1 a uzavře se vybíjecí obvod kondenzátoru (C_1 , T_1 , L_1 , D_1). Parametry tlumivky L_1 a kondenzátoru C_1 jsou zvoleny tak, aby vybíjecí děj měl rezonanční průběh. Ve druhé části vybíjecího děje změní napětí kondenzátoru svou polaritu (na obr. 77 vyznačenou v kroučcích) a jeho velikost bude přibližně rovná napájecímu napětí. Dalšímu vybíjení kondenzátoru pak zabrání dioda D_1 , která je napětím na kondenzátoru polarizována v závěrném směru. Chceme-li vypnout tyristor T_1 , zapneme znovu T_2 . Napětí na kondenzátoru pak bude v závěrném směru polarizovat tyristor T_1 a ten vypne. Kondenzátor se přebíjí přes obvod zátěže tak dlouho, až na jeho svorkách bude opět plné napájecí napětí, tentokrát však s obrácenou polaritou. Celý popsaný děj se pak může znovu opakovat. V době, po kterou je vypnut tyristor T_1 , přebírá proud zátěže nulová dioda D_2 .

Hlavní oblastí užití pulsních měničů je řízení rychlosti trakčních vozidel (akumulátorových vozíků, tramvají, trolejbusů, stejnosměrných lokomotiv). S podrobnějším popisem těchto možností se může čtenář seznámit v práci [16].

c) Přeměna stejnosměrného napětí na střídavé. Tuto činnost mohou tyristory zajišťovat v obvodech střídačů. V několika posledních letech jejich intenzivního vývoje bylo navrženo několik desítek zapojení. Pro představu popíšeme dvě charakteristická zapojení používaná i pro stavbu nevýkonových střídačů.

Zapojení uvedené na obr. 78 využívá k vypínání tyristorů rezonančních jevů v obvodu zátěže. Činnost obvodu je následující. Zapneme-li tyristor T_1 , bude procházet proud obvodem C_1 , T_1 , L_1 , L_z , R_z . Kondenzátor C_1 s indukčností L_1 jsou tak zvoleny, aby nabíjení kondenzátoru C_3 mělo rezonanční průběh. Na konci nabíjecího cyklu vzroste napětí na konden-

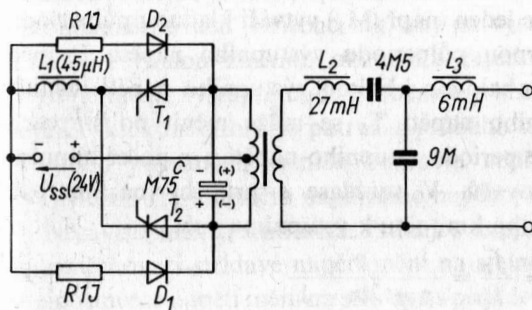
zátoru C_3 přibližně na dvojnásobek hodnoty u_{C1} ($2u_{C1} = U_{ss}$). Následující vybíjecí proces probíhá přes diodu D_1 , zatímco tyristor T_1 je napětím u_{D1} polarizován v závěrném směru a vypíná. Za čas T končí první část pracovního cyklu, během níž se vytvoří kladná půlperida napětí na zátěži. Záporná půlperida vznikne analogickým pochodem, tentokrát však při zapnutém tyristoru T_2 .



Obr. 78. Zapojení měniče kmitočtu komutovaného zátěží (výstupní napětí měniče je 110 V při zatížení 1 kVA; tyristory musí mít následující parametry $I_{F(AV)} \geq 25$ A; $dI_T/dt \geq 400$ A/ μ s; $t_q \leq 10$ μ s; $dU_D/dt \geq 200$ V/ μ s; $U_{RRM} = U_{DRM} \geq 400$ V)

Popsané zapojení se využívá zejména v průmyslu a laboratořích. Je vhodné jako zdroj vysokého kmitočtu pro ultrazvukové čištění, svaření, míchání, indukční ohřevy a další. Specifikace konkrétních hodnot použitých součástek u měniče s výstupním kmitočtem 10 000 Hz je uvedena (na obr. 78 a v textu k obrázku). Postup při návrhu parametrů obvodových součástí najde čtenář např. v [17].

Jiné často používané zapojení střídače (obvykle označovaného jako paralelní střídač) je na obr. 79. Zapojení pracuje následujícím způsobem:



Obr. 79. Zapojení paralelního měniče kmitočtu s hodnotami součástek pro získání výstupního napětí 110 V, kmitočtu 400 Hz a výkonu 400 VA (použité tyristory budou mít stejné parametry jako v obr. 78, jen $U_{RRM} = U_{DRM} \geq 50$ V; $t_q \leq 20$ μ s; diody D volíme s komutační dobou $t_{rr} \leq 0,2$ μ s)

Předpokládejme zapnutý tyristor T_1 a vypnutý T_2 . Proud ze zdroje U_{ss} prochází horní částí sekundárního vinutí transformátoru, tyristorem T_1 a indukčností L_1 . Působením transformátoru se kondenzátor C nabije na dvojnásobek napětí $u_C \doteq 2U_{ss}$. Zapne-li tyristor T_2 bude napětím $u_C \doteq 2U_{ss}$ v závěrném směru polarizován tyristor T_1 a začne vypínat. Napětí na kondenzátoru nejprve klesne na nulu a pak opět vzroste na dvojnásobek napájecího napětí. Jeho polarita však bude opačná (vyznačená v závorce – obr. 79). Po novém zapnutí T_1 se střídač vrátí do původního stavu. Proud ze zdroje U_{ss} střídavě prochází oběma částmi sekundárního vinutí transformátoru. Na vinutí se tak vytvoří střídavé napětí obdélníkového průběhu.

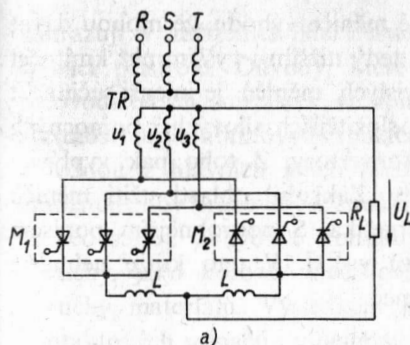
Diody D_1, D_2 (často nazývané rekuperační) umožňují vracet energii nahromaděnou v době zapnutého stavu tyristorů v komutační tlumivce L_1 a v indukčnosti zátěže zpět do napájecího zdroje. Odpory R omezují amplitudu diodových proudů. Filtr zapojený na primární straně transformátoru upravuje tvar výstupního napětí na sinusový průběh.

Střídače tohoto druhu jsou použitelné všude, kde je potřeba dodávat střídavé napětí při stejnosměrném zdroji elektrické energie. Jako příklad užití uvedme napájení výbojkových svítidel na vozidlech, záskokové zdroje (pracující při výpadku střídavé sítě) pro napájení ovládacích a zabezpečovacích zařízení v dopravě, zdroje pro palubní přístroje letadel atd.

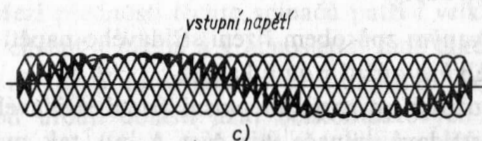
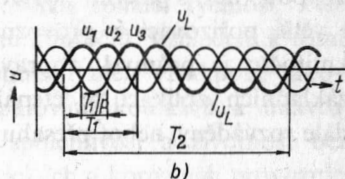
d) Přeměna střídavého napětí o kmitočtu f_1 na střídavé napětí s kmitočtem f_2 . Provádí se měniči kmitočtu, které rozdělujeme do dvou velkých skupin na závislé a nezávislé měniče.

Závislé měniče kmitočtu obvykle nazývané cyklokonvertory. Kmitočet výstupního napětí je u nich vždy nižší než vstupního napětí ($f_2 < f_1$). Jejich základem jsou dvě skupiny řízených usměrňovačů (M_1 a M_2 – obr. 80a) pracujících v antiparalelním zapojení v každé fázi. Oba měniče pracují současně, a to tak, že jeden (např. M_1) vytváří kladnou půlperiodu a druhý (např. M_2) zápornou půlperiodu výstupního napětí. Průběh vytvářeného napětí je dán obalovou křivkou výstupního napětí měničů (obr. 80b). Perioda výstupního napětí T_2 se může měnit po stupních o šířce $2T_1/p$; přičemž T_1 je perioda vstupního napětí a p počet impulsů výstupního napětí usměrňovačů. V soulase s průběhy na obr. 80b můžeme pro poměr výstupního kmitočtu k vstupnímu psát

$$k_f = \frac{f_2}{f_1} = \frac{p}{p + 2(n - 1)} \quad (39)$$



Obr. 80. Základní uspořádání jednofázového cyklokonvertoru (obr. a) s průběhy napětí bez fázového řízení (obr. b) a s fázovým řízením (obr. c)



Je zřejmé, že čím plynulejší změnu výstupního kmitočtu budeme vyžadovat, tím více pulsni řízený usměrňovač je třeba použít. Výhodou popsaného měniče kmitočtu jsou jednoduché řídicí obvody. Nedostatkem je, že současně se změnou kmitočtu se nedá jednoduchým způsobem řídit i napájecí napětí a výstupní napětí má značně zkreslený průběh s velkým obsahem vyšších harmonických. Napětí se obvykle mění buď říditelným transformátorem, nebo přepínačem odboček napájecího transformátoru. Z toho důvodu se popsaný typ cyklokonvertoru rozšířil jen tam, kde je požadováno řídit kmitočet jen v úzkém rozsahu a není nutné zároveň řídit napětí.

Mnohem výhodnější jsou tzv. fázově řízené cyklokonvertory. Jejich skladba je stejná jako u popsaného druhu. Zapínání jednotlivých thyristorů obou usměrňovačů je řízeno tak, aby na výstupních svorkách byla stejná napětí. Plynulou změnou okamžiku zapnutí jednotlivých thyristorů lze plynule měnit výstupní napětí současně s kmitočtem. Činnost fázově řízených cyklokonvertorů je patrná z průběhů napětí jedné fáze na obr. 80c. U obou popsaných měničů kmitočtu nepřesahuje vytvářený kmitočet zpravidla 30 % kmitočtu napájecího napětí.

Nezávislé měniče kmitočtu. Pracují s dvojitou přeměnou energie. Poprvé se v usměrňovači střídavé napětí mění na stejnosměrné a pak ve střídači se stejnosměrné napětí mění na střídavé s požadovaným kmitočtem a napětím.

Proti cyklokonvertorům mají nezávislé měniče výhodu, že mohou dávat napětí s téměř libovolným kmitočtem, tedy nižším i vyšším než kmitočet napájecího napětí. Nevýhodou nezávislých měničů je menší účinnost vyplývající z dvojí přeměny energie a složitějších silových i pomocných obvodů, než s jakými vystačí cyklokonvertory. Z toho pak vyplývají i větší pořizovací a provozní náklady. Základní oblastí užití měničů kmitočtu je průmysl, doprava a energetika. S podrobnějším popisem základních aplikací se čtenář seznámí v [3]. V této knize nebudou dále rozváděny, neboť přesahují její rámec.

C. Řízení napětí

Nejčastěji užívaným způsobem řízení střídavého napětí je fázové řízení (viz část B, a)). Ukázky užití jsou v kap. 9.

V některých užitích se rozšířilo pulsní řízení střídavého napětí. Jeho základem jsou střídavé spínače (viz část A, a)), tak ovládané, aby po určitou dobu dodávaly do zátěže plný výkon a v následujícím časovém intervalu obvod zátěže od sítě zcela odpojily. Doba, po kterou se k zátěži přivádí napětí, se může podle potřeby měnit buď po půlperiodách, nebo po celých periodách napájecího napětí. Nejedná se tedy o plynulé řízení (jako v případě fázového řízení), ale napětí na zátěži se mění po skocích (nejkratší je roven půlperiodě napájecího napětí). Nejčastějším užitím pulsního řízení je regulace (řízení) teploty topných těles. Zapojení z této oblasti jsou uvedena v kap. 12.

Řízení stejnosměrného napětí zajišťují řízené usměrňovače (viz část B, b)). Jsou dosud nejrozšířenější aplikací tyristorů, a to pro široký rozsah výkonů i stejnosměrných napětí a proudů. Příklady zapojení pro jednotlivé oblasti užití jsou v kap. 10.

U zařízení napájených ze zdrojů stejnosměrného napětí se napájecí napětí řídí pulsními měniči. O tomto způsobu řízení i možnostech jeho užití je podrobněji pojednáno v části B.b této kapitoly.

8. BEZKONTAKTOVÉ SPÍNAČE

Rozsáhlou skupinou aplikací tyristorů, triaků, popřípadě jejich kombinací s usměrňovacími diodami a v mnohých případech i aplikací tranzistorů tvoří obvody určené pro spínání střídavého a stejnosměrného proudu. Bezkontaktní spínače, jak se obvykle tyto obvody nazývají,

nahrazují v zařízeních elektromechanické stykače, jističe, relé a další spínací přístroje. Důvody, které vedly k rozšíření poměrně drahých polovodičových součástek ve spínací technice vyplývají z následujících vlastností bezkontaktních spínačů.

Jednou z hlavních jejich předností je velká spínací rychlost, která umožňuje, aby pracovaly v širokém rozsahu kmitočtů. Vzhledem k tomu, že neobsahují pohyblivé kontakty, nemohou u nich vzniknout takové poruchy, jako koroze, znečišťování a opalování kontaktů a únavové poruchy materiálů. Výsledkem je velká spolehlivost a životnost bezkontaktních spínačů i v nejtěžších klimatických a korozních provozních podmínkách. Mezi přednosti těchto spínačů patří i velká odolnost proti mechanickému chvění a rázům a v neposlední řadě také to, že vstupním výkonem 10^{-2} až 10^1 W lze ovládat výkony 1 až 10^6 W.

Kromě výhod určují oblasti užití bezkontaktních spínačů i jejich nevýhody. K nim se na prvním místě řadí velká citlivost na proudové a napěťové přetížení a u triakových zapojení do určité míry citlivost ke strmému nárůstu blokovacího napětí v době průchodu proudu nulou a dále to, že neumožňují galvanické oddělení elektrického obvodu. Aby funkce bezkontaktních spínačů byla ve všech provozních stavech spolehlivá, musí se jejich obvody vybavovat jisticími zařízeními proti přepětí, nadproudům a nadměrným strmým nárůstům blokovacího napětí. Ve srovnání s elektromechanickými spínači vzniká na kontaktech bezkontaktního spínače podstatně větší úbytek napětí. Ten spolu s procházejícím proudem vytváří v polovodičových součástkách (tranzistorech, tyristorech, triacích) ztrátový výkon, který se v jejich křemíkové destičce mění v teplo. Aby nedocházelo k poruchám součástek (vlivem nadměrného zvýšení teploty), je třeba vznikající teplo z místa jeho vzniku (křemíkové destičky) odvést. To zajistí vhodně zvolené chladiče (kap. 14.1), které zvlášť u výkonových součástek vycházejí rozměrné a poměrně těžké. Vážnou nevýhodou bezkontaktních spínačů je, že ke spínání např. jednofázového střídavého proudu potřebují dva tyristory nebo jeden triak. Počet nutných součástek se úměrně zvětšuje při spínání většího počtu proudových cest, což se pochopitelně projeví ve zvýšené ceně spínačů.

Z uvedeného výčtu výhod a nevýhod bezkontaktních spínačů vyplývají základní oblasti jejich použití. Před elektromechanickými spínači jim dáme přednost tam, kde:

- a) je požadována krátká doba zapnutí a vypnutí,
- b) se vyskytuje velká četnost spínání,
- c) spínače musí pracovat v korozivním, prašném nebo výbušném prostředí,
- d) je žádána velká odolnost spínačů proti mechanickému chvění a rázům,
- e) je vyžadována velká spolehlivost a životnost,
- f) je vyžadována velká vstupní citlivost.

Z polovodičových součástek jsou pro stavbu bezkontaktních spínačů vhodné tyristory a triaky.

Tyristory mohou pracovat v obvodech se střídavým i stejnosměrným napájecím napětím a mohou ovládat téměř neomezené výkony v soustavách s nízkým i velmi vysokým napájecím napětím. Pracovní rozsah kmitočtů tyristorových spínačů je zatím omezen hranicí 10^4 Hz.

Triaky jsou předurčeny pro stavbu střídavých spínačů zatím s nízkou a střední proudovou zatížitelností. Jejich určitou nevýhodou je poměrně malá odolnost proti strmosti nárůstu komutačního napětí, která zhoršuje vlastnosti spínačů při spínání indukčních zátěží a omezuje jejich kmitočtovou použitelnost na hodnotu 400 Hz.

V dalších částech této kapitoly probereme vlastnosti základních zapojení bezkontaktních spínačů, a to jak stejnosměrných, tak i střídavých. Na příkladech jsou uvedeny typické možnosti jejich použití.

8.1. Spínání střídavého napětí

Pro spínání střídavého napětí jsou používány tyristory a triaky. Vydeme-li z jejich současných parametrů a vlastností, zjistíme, že triaky jsou vhodné pro stavbu spínačů malého a středního výkonu určených pro práci v zařízeních s odporovou zátěží a kmitočtem spínání do 60 až 400 Hz, popřípadě se zátěží s malou indukční složkou. V ostatních případech dáme přednost tyristorům nebo kombinacím diod a tyristorů, se kterými lze stavět spínače s téměř libovolnou proudovou a napěťovou zatížitelností. Fototyristory je možné použít jen pro ovládání malých výkonů, jaké se vyskytují v regulačních, ovládacích, signalizačních a jisticích obvodech, případně v řídicích obvodech výkonových tyristorů a triaků.

Aby tyristory mohly plnit funkci kontaktu a mohly do zátěže propouštět střídavý proud, musí být zapojeny tak, aby přes ně prošly obě půlperiody

střídavého proudu. Hlavní způsoby, jakými lze tohoto požadavku dosáhnout u jednofázových spínačů, jsou shrnuty v tab. 22 a pro trojfázové spínače v tab. 23. Kromě schématu zapojení jsou zde uvedeny i vztahy pro určení základních parametrů výkonových polovodičových součástek.

Z tabulek je zřejmé, že podstatně jednodušším způsobem než s tyristory je možné získat polovodičovou náhradu mechanického kontaktu použitím triaků. V tomto případě je k tomu potřeba jen jedna (u jednofázových spínačů) nebo dvě (u trojfázových spínačů) součástky, přičemž, jak dále uvidíme, zapojení konkrétních obvodů se podstatně zjednoduší.

8.2. Ovládací obvody střídavých spínačů

Podle původu ovládacího signálu můžeme ovládací obvody rozdělit do dvou skupin na:

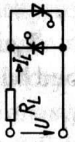


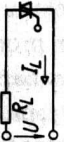
a) závislé ovládací obvody — jsou elektricky vázané s anodovým obvodem výkonových tyristorů (triaků); řídicí proud tyristorům (triakům) dodává výkonový zdroj, který současně napájí zátěž spínače,

b) nezávislé ovládací obvody — řídicí proud pro tyristory (triaky) dodává pomocný zdroj.

A. Závislé ovládací obvody

Přehled jejich hlavních představitelů pro jednofázové spínače je v tab. 24. Zapojení i činnost celých spínačů je velmi jednoduchá. Předpokládejme u zapojení A, B propojené svorky 1 a 2 a kladné napětí na svorce X. Pak bude proud nejprve procházet přes diodu D_1 , omezovací odpor R , propojené svorky 1, 2 a obvod řídicí elektroda—katoda tyristoru T_2 . Vzroste-li procházející proud na velikost zapínaného proudu tyristoru T_2 , tyristor zapne, napětí na spínači spolu s řídicím proudem klesne na zanedbatelnou hodnotu a celé napájecí napětí se objeví na zátěži R_L . Obdobný proces spínání bude i u tyristoru T_1 při druhé půlperiodě napájecího napětí (svorka 0 kladná). Řídicí proud bude tentokrát procházet diodou D_2 , propojenými svorkami 1, 2, omezovacím odporem R a obvodem řídicí elektrody tyristoru T_2 . Spínač je zapnut po celou dobu, během níž jsou propojeny svorky 1, 2. K vypnutí dojde nejpozději za 0,01 s po rozpojení svorek 1, 2.

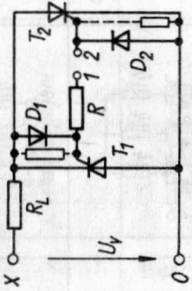
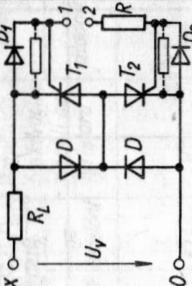
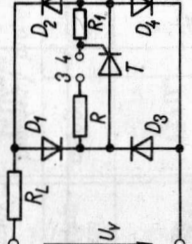
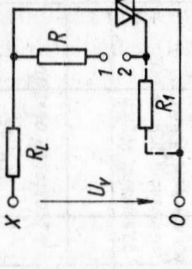
Tab. 22. Neužívanější zapojení výkonových částí jednofázových spínačů se vztahy pro určení zatížitelnosti jednotlivých součástek a s přehledem základních vlastností jednotlivých obvodů

Schéma zapojení	Amplituda zavěrného napětí		Amplituda blokovacího napětí na tyristoru	Střední propustný proud		Efektivní propustný proud		Vlastnosti obvodu
	na diodě	na tyristoru		diodou	tyristo- rem	diodou	tyristo- rem	
A 	—	$\sqrt{2} U$	$\sqrt{2} U$	—	$0,45 I_L$	—	$\frac{I_L}{\sqrt{2}}$	a) nejmenší úbytek b) možnost provozu při kmitočtu 10 ⁴ Hz c) komplikovaný zapínací obvod
B 	$\sqrt{2} U$	—	$\sqrt{2} U$	$0,45 I_L$	$0,9 I_L$	$\frac{I_L}{\sqrt{2}}$	I_L	a) tyristor není zatížen zavěrným napětím b) omezený kmitočtový rozsah c) nevhodný pro indukční zátěž d) jednoduše zapínání tyristoru
C 	$\sqrt{2} U$	—	$\sqrt{2} U$	$0,45 I_L$	$0,45 I_L$	$\frac{I_L}{\sqrt{2}}$	$\frac{I_L}{\sqrt{2}}$	a) tyristory nejsou zatěžovány zavěrným napětím b) jednoduše zapínání tyristorů c) možnost provozu při kmitočtu do 10 ⁴ Hz
D 	—	—	$\sqrt{2} U$	—	—	—	I_L	a) konstrukčně i obvodově jednoduchý b) možnost provozu do 50 až 400 Hz

Tab. 23. Základní zapojení výkonových částí trojfázových spínačů se vztahy pro určení zatížitelnosti jednotlivých součástek

	Schéma zapojení spínače		Amplituda závěsného napětí		Amplituda blokovacího napětí na tyristoru (triaku)	Střední (efektivní) proud		poznámka
	osazeného tyristory	osazeného triaky	na diodu	na tyristoru (triaku)		díLOUD	tyristorem (triakem)	
E			—	$0,817 U_{\sim}$ ($0,817 U_{\sim}$)	$0,817 U_{\sim}$ ($0,817 U_{\sim}$)	—	$0,45 I_L$ (I_L)	
F			—	až $1,41 U_{\sim}$	až $1,41 U_{\sim}$ (až $1,41 U_{\sim}$)	—	$0,45 I_L$ (I_L)	bez dělicích odporů
G			$1,41 U_{\sim}$	—	$1,41 U_{\sim}$	$0,45 I_L$	$0,45 I_L$ (I_L)	s dělicími odpory
H			—	$1,41 U_{\sim}$	$1,41 U_{\sim}$ ($1,41 U_{\sim}$)	—	$0,675 I_L$ (I_L)	

Tab. 24. Přehled závislých ovládacích obvodů základních zapojení jednofázových spínačů

A	B	C	D
			
I	VI	$R = \frac{\sqrt{2} U_V}{I_{GM}} - R_L$	$R_1 \cong \frac{0,25}{I_{\mu M}} [V_i \Omega; A] \quad (39)$
II	VII	<p>diody $D_1; D_2$ v zapojení A, B mají $I_{F(AV)max} \cong 0,25A$ $U_{RRH} \cong 25V$,</p>	
III	VIII	<p>vztahy pro výběr součástek výkonových obvodů viz tab. 22,</p>	
IV	IX	<p>I_{GM} v rovnici (39) značí největší přípustný proud řídící elektrodou zvoleného typu tyristoru</p>	
V			

Diody D_1 a D_2 jistí řídící elektrody tyristorů proti závěrnému napětí a odpor R omezuje proud řídícími elektrodami tyristorů na přípustnou velikost.

Tyristor T ve spínači podle uspořádání C (tab. 24) je napětově zatěžován jen v blokovacím směru. Jeho ovládací obvod se skládá z omezovacího odporu R a zařízení propojujícího svorky 3 a 4.

Všechny tři popsané tyristorové spínače může nahradit triakový spínač v zapojení podle D (tab. 24). Triakem prochází proud při obou polaritách napájecího napětí vždy, budou-li svorky 1 a 2 propojeny. Proti tyristorovým zapojením má triakový obvod výhodu především v tom, že se skládá z podstatně menšího počtu součástek, což se projeví v zjednodušení konstrukci spínacích zařízení a zmenšení jejich rozměrů a hmotnosti.

Propojení svorek 1, 2 (nebo 3, 4), které je nutné k zapnutí spínače, lze v praxi uskutečnit několika způsoby:

a) Mechanickým kontaktem — lze jej použít u všech čtyřech zapojení a může jím být např. kontakt tlačítka, relé, koncového spínače, bimetalického spínače a dalších zařízení.

V případě, že ovládací kontakt musí — např. z bezpečnostních důvodů — být zapojen v nízkonapětovém obvodu, lze u spínačů A, B, a D (tab. 24) použít oddělovací transformátor (viz II — tab. 24), jehož primární vinutí je připojeno na svorky 1, 2 spínačů, a ovládací kontakt připojíme k nízkonapětovému sekundárnímu vinutí. Spínače je pak třeba doplnit o odpory R_1 (v tab. 24 vyznačené čárkovaně) tak dimenzované (rovnice (39) — tab. 24), aby magnetizační proud přes ně procházející (v době rozepnutého kontaktu S) vytvořil na řídící elektrodě tyristorů (triaku) menší napětí než U_{GD} .

b) Fototyristorem v zapojení podle III (pro spínače A, B, D) nebo IV (pro spínač C) — viz tab. 24. Spínač s tímto ovládáním je použitelný u technologických linek např. při počítání předmětů na dopravnících, sledování výšky hladiny v nádobách a v dalších případech.

c) Zenerovými nebo lavinovými diodami podle V, popřípadě VI (tab. 24). Spínače v tomto uspořádání mohou signalizovat nadměrné zvýšení napájecího napětí, popřípadě jistit zátěž (např. citlivá elektronická zařízení s integrovanými obvody) proti přepětí [19]. Tyristory (triak) tentokrát zapnou vždy, překročí-li napájecí napětí velikost průrazného napětí Zenerových diod.

d) Elektronickými obvody (viz VII z tab. 24). Toto řešení použijeme tam, kde má spínač plnit složitější funkce, např. pracovat jako regulátor

teploty (kap. 12), časový spínač (kap. 8.6) atd. Kromě výkonového napájení, které zajišťuje zdroj, na který je připojena výkonová část spínače, je do elektronického obvodu často přivedeno pomocné napětí (U_1) pro ovládání spínače. Nejjednodušším způsobem lze toto propojení provést pomocným triakem (viz VIII. — tab. 24) nebo tyristorem (IX. — tab. 24). Spínání pomocných součástek a tím i celých spínačů zajišťuje pomocné napětí U_1 polarizované vyznačeným způsobem. Při použití spínačů k regulaci teploty (kap. 12), popřípadě v dalších funkčně náročnějších aplikacích, lze k ovládání použít jednoúčelové integrované obvody (kap. 9.1).

U trojfázových spínačů se závislé zapínací obvody používají jen výjimečně. Tři příklady jejich uspořádání jsou spolu se vztahy pro výpočet hodnot jednotlivých součástek uvedeny v tab. 25.

U zapojení E v tab. 25 vytváří diody D_1 , D_2 , D_3 , spolu s příslušným fázovým napětím jednopulsní usměrňovače, jejichž zátěžemi jsou omezovací odpory R_1 , R_2 a R_3 spolu s obvody řídících elektrod tyristorů T_1 , T_2 , T_3 . K zapnutí spínače dojde bezprostředně po sepnutí kontaktu S.

¹ Obdobně je řešeno ovládání triakového spínače podle schématu F (tab. 25). Zátěž jednopulsních usměrňovačů je tentokrát rozdělena na dvě části. Menší části — odpory R_1 , R_2 , R_3 — jsou spolu s obvodem řídících elektrod příslušných triaků přemostěny kondenzátory tak dimenzovanými, aby na začátku následující půlperrody (kdy diody D_1 , D_2 , D_3 přestanou vést proud) procházel řídícími elektrodami proud dostačující k zapnutí triaků.

Nejjednodušší ovládací obvody lze provést u triakových spínačů umístěných v nule spotřebiče. V provedení podle zapojení H (tab. 25) se skládají ze dvou součástek.

B. Nezávislé ovládací obvody

K typickým představitelům této skupiny patří stejnosměrné ovládací obvody (jsou shrnuty v tab. 26). K řídící elektrodě tyristoru (triaku) se přivádí kladný (záporný) pól stejnosměrného napětí U_1 , jehož velikost se volí v souladu se vztahem (40). V opačném případě může být spínání tyristorů (triaků) nespolehlivé, je-li U_1 menší než hodnota daná vztahem (40), nebo může dojít k nedovolenému výkonovému přetížení obvodu řídících elektrod, je-li U_1 příliš velké.

Činnost prvních tří zapojení (schéma A, B, C) uvedených v tab. 26 je zcela zřejmá a nebudeme je popisovat. U dalších dvou zapojení je stejno-

Tab. 25. Tři závislé ovládací obvody trojfázových spínačů

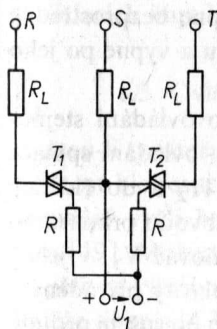
<p>E</p>		$R_1 = R_2 = R_3 = \frac{\sqrt{2} U_V}{5 I_{GT}}$ <p>$[Q; V; A]$</p> <p>proudová zatížitelnost diod D_1, D_2, D_3 $I_{F(AV)max} \cong 1,6 I_{GT}$</p> <p>napěťová zatížitelnost $U_{RRM} \cong 2,5 U_V$</p>
<p>F</p>		<p>volíme $U_{CM} \cong 5 U_{GT}$</p> $R_{1,2,3} = \frac{U_{CM}}{5 I_{GT}} [Q; V; A]$ $C_1 = \frac{0,10^{-3}}{R_{1,2,3}} [F; Q]$ $R = \frac{\sqrt{2} U_V R_{1,2,3}}{U_{CM}}$ <p>$[Q; V, Q]$</p>
<p>H</p>		$R \leq \frac{2,5 U_V}{I_{GM}}$ <p>I_{GM} viz tab. 24</p>

Tab. 26. Přehled nejdůležitějších nezávislých zapinacích obvodů jednofázových střídavých spínačů

A		$R = \frac{U_1 - U_{GT}}{I_{GT}} \quad [\Omega; V; A]$ <p style="text-align: right;">(40)</p>
B		$R_1 = R_2 = \frac{U_1 - U_{GT}}{I_{GT}} \quad [\Omega; V; A]$
C		$R = \frac{U_1 - U_{GT}}{I_{GT}} \quad [\Omega; V; A]$
D		$R = \frac{\sqrt{2} U_V}{I_{GM}} - R_L \quad [V; \Omega; A]$ <p> $I_{F(AV)max} \text{ diod } D_1; D_2 \geq 0,25 A$ $U_{RRM} \text{ diod } D_1; D_2 \geq 25 V$ $I_t \text{ triaku} \cong I_{GT} \text{ tyristorů,}$ $\text{přičemž } I_{TRM} \cong I_{GM}; U_{DRM} > \sqrt{2} U_V$ </p>
E		<p>volíme $I_{GM} \cong 5 I_{GT}; U_{CM} \cong 5 U_{GT}$</p> $R_2 = \frac{U_{CM}}{I_{GM}}$ $C_1 = \frac{6 \cdot 10^{-6}}{R_2}$ $R_1 = \frac{\sqrt{2} U_V R_2}{U_{CM}}$

směrné zapínání přizpůsobeno pro spínání antiparalelní kombinace tyristorů. V uspořádání D je pro spínání tyristorů využít stejnosměrně spínaný triakový spínač.

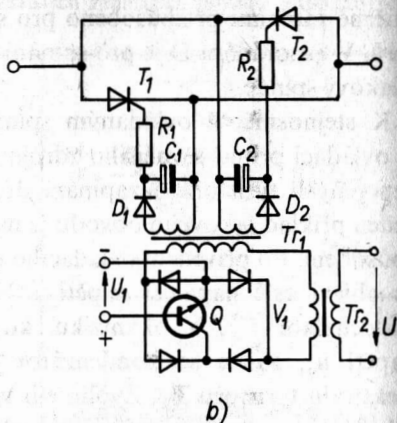
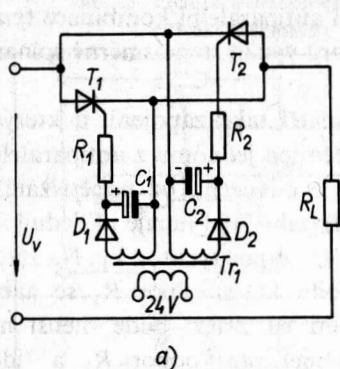
K stejnosměrně ovládaným spínačům patří také zapojení, u kterých je ovládací proud z vnějšího zdroje přiváděn jen jednomu z antiparalelně zapojených tyristorů a zapínání druhého je odvozeno od napětí zátěže. Jeden příklad takového obvodu je na obr. E (tab. 26). Pracuje následujícím způsobem. Po přivedení ovládacího napětí U_1 zapne tyristor T_1 . Na zátěži se objeví celé napájecí napětí a přes diodu D_1 a odpor R_1 se nabíjí kondenzátor C_1 . V okamžiku, kdy napětí na zátěži bude menší než napětí u_c , začne se kondenzátor C_1 vybíjet přes odpor R_2 a řídicí elektrodu tyristoru T_2 . Zvolíme-li velikost C_1 a R_2 tak, aby v okamžiku, kdy se na anodě tyristoru T_2 objeví kladné napětí, procházel řídicí elektrodou proud $I_G > I_{GT}$, tyristor T_2 zapne. Na zátěži R_L je střídavé napětí, a to tak dlouho, dokud je na řídicí elektrodě tyristoru T_1 napětí U_1 . Při správném návrhu obvodu nastane vypnutí spínače nejpozději za 0,02 s po odpojení napětí U_1 .



Obr. 81. Využití nezávislého zapínání u trojfázového triakového spínače

U trojfázových spínačů lze zapínání stejnosměrným napětím U_1 přivedeným z pomocného zdroje použít jen u úsporného triakového řešení podle obr. 81.

Vyžaduje-li se galvanické oddělení ovládacího obvodu od výkonového obvodu, nelze použít žádného ze zapojení popsanych v předchozí kapitole. Dvě jednoduchá řešení tohoto problému jsou na obr. 82. V případě obvodu podle obr. a) jde o ovládání spínače střídavým napětím přiváděným do primárního vinutí transformátoru Tr_1 . Ke dvěma sekundárním vinutím



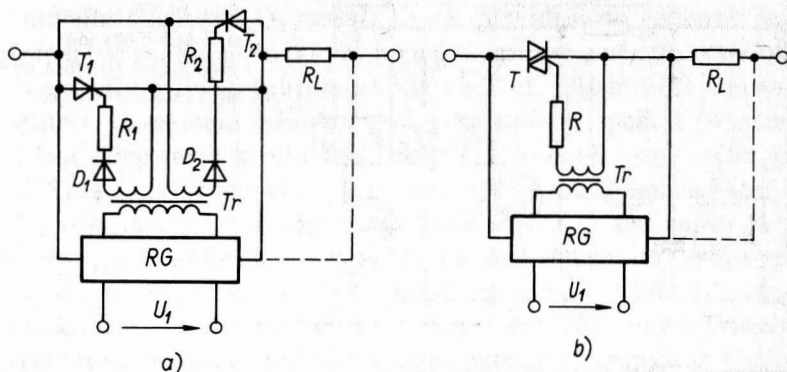
Obr. 82. Zapojení jednofázových střídavých spínačů pro ovládání galvanicky odděleným střídavým (obr. a) a stejnosměrným (obr. b) signálem

transformátoru jsou připojeny jednopulsní usměrňovače (diody D_1 , D_2), jejichž výstupní napětí filtrované kondenzátory C_1 , C_2 je připojeno mezi řídicí elektrody a katody tyristorů T_1 , T_2 . Spínač zapne bezprostředně po přivedení napětí k primárnímu vinutí transformátoru a vypne po jeho odejmutí.

Variantou předchozího zapojení, přizpůsobenou pro ovládání stejnosměrným napětím, je spínač podle obr. 82b. Výkon pro ovládání spínače se odvozuje z napájecího napětí přes transformátor Tr_2 a do řídicích elektrod tyristorů se převádí transformátorem Tr_1 . V obvodu primárního vinutí transformátoru Tr_1 je zařazen můstkový usměrňovač V_1 , v jehož diagonále je zapojen tranzistor Q . Proudem vyznačené polarity, přiváděným do obvodu báze – emitor tranzistoru Q , spínač spíná a po přerušení proudu vypne.

Obvody uvedené na obr. 82 lze snadno přizpůsobit pro ovládání trojfázových spínačů. Transformátory Tr_1 je však třeba zhotovit tak, aby měly tolik sekundárních vinutí, kolik součástí bude zapínáno.

Velmi často používaným způsobem ovládání jednofázových i trojfázových spínačů je pulsní ovládání podle schematického znázornění na obr. 83. Do obvodů řídicích elektrod tyristorů (obr. 83a) nebo triaků (obr. 83b) je přes oddělovací transformátory Tr přiváděna řada impulsů vytvářených v relaxačním generátoru RG. Příklady zapojení generátorů jsou uvedeny



Obr. 83. Zapojení jednofázových spínačů ovládaných prostřednictvím generátorů (RG) impulsů. Výkonové napájení generátorů může být odvozeno buď z výkonové sítě u znázorněných způsobů, nebo lze použít napětí U_1 , které je současně ovládacím napětím

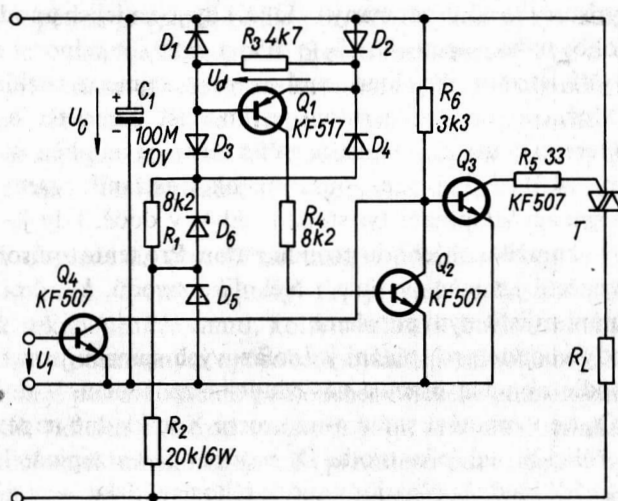
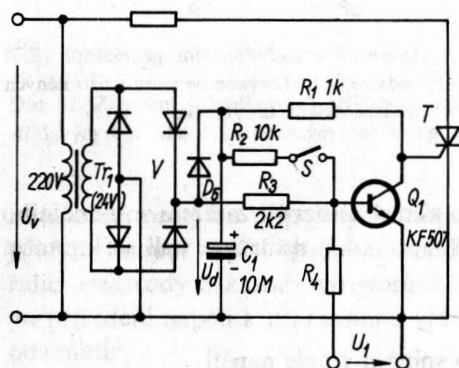
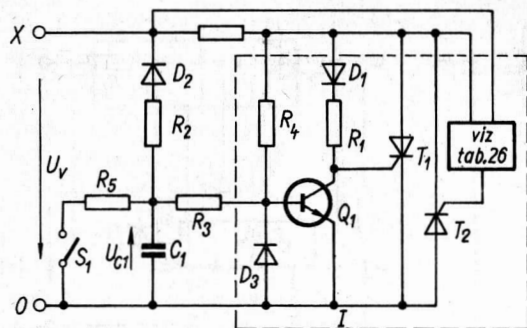
v kap. 9.1. Z důvodu minimálního zkreslení napětí zátěže a minimálního rušení telekomunikačních zařízení (kap. 14.3) spínačem volí se kmitočet ovládacích impulsů $f \geq 2 \text{ kHz}$.

8.3. Ovládací obvody pro spínání v nule napětí

Jsou-li tyristory (triaky) zapínány v době, kdy je na jejich anodách určitá velikost blokovacího napětí (již $U_D \geq 5 \text{ V}$) a zátěží je odpor, vznikají při zapínání vyšší harmonické, které mohou rušit zejména rozhlasový příjem [19]. Možnost a intenzita rušení je tím větší, čím větší je blokovací napětí, ze kterého součástky zapínají, a čím menší je indukčnost v obvodu zátěže (kap. 14.3). Jedním ze způsobů, jak odstranit rušení vyvolané střídavými spínači je spínání tyristorů (triaků) v době, kdy je $U_D < 5 \text{ V}$ a vypínání v okamžiku průchodu proudu nulou. Pro tento způsob ovládání se vžil označení „spínání v nule“. Několik obvodů, kterými lze tento způsob spínání zajistit nyní popíšeme.

Tři obvody vhodné pro spínání jednofázových spínačů jsou na obr. 84. Zapojení podle obr. 84a pracuje následujícím způsobem. V době, kdy je tranzistor Q_1 ve vypnutém stavu a na svorce X je kladné napětí, dostává tyristor T_1 řídicí proud (přes diodu D_1 a odpor R_1) a zapíná. To nastane na začátku každé kladné půlperiody anodového napětí, kdy napětí mezi bázi

Obr. 84. Tři zapojení
ovládacích obvodů
pro spínání tyristorů (triaků)
při průchodu napájecího
napětí nulou



a emitorem tranzistoru Q_1 nestačí k jeho převedení do vodivého stavu. Vzroste-li bázeový proud na určitou hodnotu, tranzistor přejde do vodivého stavu a zkratuje obvod řídící elektrody tyristoru. Vlastní ovládání stavu tranzistoru Q_1 a tím i spínače zajišťuje kontakt S_1 spolu s pomocným obvodem připojeným k bázi tranzistoru Q_1 . V době rozpojeného kontaktu S_1 a záporného napětí na svorce X se bude kondenzátor C_1 nabíjet přes diodu D_2 a odpor R_2 . Přesáhne-li napájecí napětí (a tím i napětí u_{c1}) vrcholovou hodnotu, začne se kondenzátor vybíjet přes diodu D_3 a odpor R_3 . Vybíjecí proud vytváří na diodě D_3 úbytek napětí, který bázi tranzistoru Q_1 polarizuje v závěrném směru. Tranzistor je vypnutý, a to i na počátku kladné půlperiody napájecího napětí. Tyristor T_1 zapne a napětí na části obvodu označeném I klesne na zanedbatelnou hodnotu. K zapínání tyristoru T_2 na začátku záporné půlperiody napájecího napětí je použit pomocný obvod popsáný v tab. 26 – zapojení E.

Po zapnutí kontaktu S_1 se kondenzátor C_1 nebude nabíjet, tranzistor Q přechází do vodivého stavu na začátku každé kladné půlperiody ještě před tím, než tyristor T_1 zapne. Spínač tak zůstává ve vypnutém stavu do doby, dokud znovu nerozepneme kontakt S_1 .

K ovládání spínače podle obr. 84b je opět použit tranzistorový obvod, jehož činnost je následující. Napájecí napětí obvodu spínače je na požadovanou hodnotu snižováno transformátorem Tr_1 . Po usměrnění usměrňovačem V dostaneme napětí U_d dvoupulsního průběhu, které se přivádí do bázeového obvodu tranzistoru Q_1 a současně se jím přes diodu D_5 nabíjí kondenzátor C_1 . V době průchodu střídavého napětí blízkým okolím nulové hladiny je bázeový proud tranzistoru Q_1 zanedbatelný a tranzistor Q_1 je v nevodivém stavu. Na výstupu obvodu dostaneme napěťový impuls, který lze přivést buď přímo k řídící elektrodě tyristoru a ovládat jím spínač podle zapojení E (tab. 26), nebo k primárnímu vinutí pulsního transformátoru a zapínat antiparalelní kombinací dvou tyristorů.

Vzroste-li napětí U_d na dostatečnou hodnotu, přejde tranzistor Q_1 do nasyceného stavu a proud řídícími elektrodami tyristorů přestane procházet. Přerušeni popsané činnosti a tím i vypnutí spínače lze dosáhnout sepnutím kontaktu S nebo přivedením napětí U_1 . V obou případech bude tranzistor Q_1 trvale v nasyceném stavu a řídící obvody tyristorů nebudou dostávat impulsy.

Obdobně jako předchozí obvod, pracuje i zapojení podle obr. 84c. Kondenzátor C_1 se přes diodu D_5 a odpor R_2 nabíjí na hodnotu průrazného napětí Zenerovy diody D_6 . Napětím U_c jsou pak napájeny všechny tranzistory obvodu, jejichž funkce je následující: Tranzistor Q_1 spolu s diodami D_1 až D_4 sleduje průchod napájecího napětí nulou. Pokaždé, kdy se napětí U_d blíží nule, tranzistor Q_1 přechází do nevodivého stavu a přerušuje bázevý proud tranzistoru Q_2 . Tranzistor Q_2 se rovněž stane nevodivým, na jeho kolektoru bude téměř celé napětí U_c a tranzistor Q_3 přejde do vodivého stavu. Řídící elektrodou zapínaného triaku projde proudový impuls a triak zapne. Vzroste-li napájecí napětí nad hodnotu, při které bude báze tranzistoru Q_1 procházet dostatečný proud k jeho přechodu do nasyceného stavu, přejde do vodivého stavu i tranzistor Q_1 a do nevodivého stavu tranzistor Q_3 . Obvodem řídící elektrody zapínaného triaku přestane procházet proud. K ovládání spínače lze užít stejnosměrného napětí U_1 . Přivedeme-li jej na vstup tranzistoru Q_4 , ten přejde do nasyceného stavu a tím zkratuje vstup Q_3 . Tranzistor Q_3 je tak trvale ve vypnutém stavu a zapínaná součástka nedostane řídící impuls, dokud neodpojíme napětí U_1 .

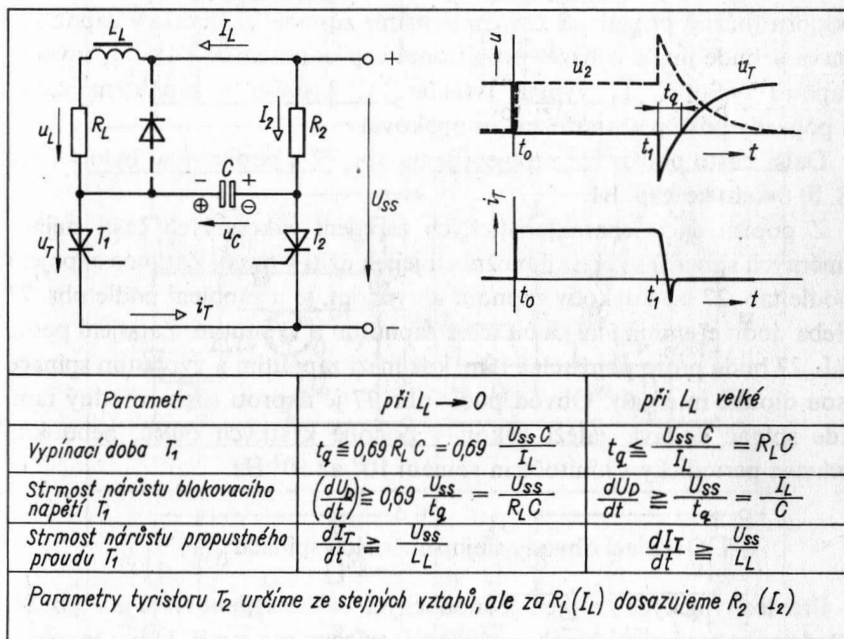
Stejně jako pro fázové řízení jednoduchých aplikací se i pro spínání tyristorových a triakových obvodů v nule napětí v poslední době rozšiřují jednoúčelové integrované obvody. Vzhledem k tomu, že se v ČSSR zatím nevyrábějí, nebudou zde popisovány. S jejich parametry a obvodovým řešením se může čtenář seznámit v literatuře [20].

8.4. Stejnosměrné spínače

Do kategorie stejnosměrných spínačů budeme nadále řadit ty, které pracují v zařízeních se stejnosměrným napájecím napětím. Jejich charakteristickým znakem je, že proud procházející tyristorem (který plní funkci výkonového kontaktu) neklesá pod hodnotu vratného proudu, jako je tomu u střídavých spínačů. Pro vypnutí tyristoru pracujícího se stejnosměrným napájecím napětím je tedy nutné použít takových pomocných obvodů, které by po určitou dobu (rovnou nebo větší, než je vypínací doba použitého typu tyristoru) zmenšily propustný proud pod hodnotu vratného proudu a udržovaly na anodě tyristoru určitou velikost závěrného napětí; jeho minimální velikost musí být rovna hodnotě, při které je udána vypínací doba.

Pro stavbu stejnosměrných spínačů se výhradně používají tyristory, popřípadě v nevýkonových aplikacích tranzistory [21]. Triaky se v této oblasti neuplatňují pro svou malou odolnost proti strmosti nárůstu komutačního napětí.

Tab. 27. Zapojení stejnosměrného spínače s průběhy napětí a vztahy pro výpočet dynamických parametrů tyristorů



Pro spínání stejnosměrného napětí lze použít několik způsobů zapojení tyristorů [16]. Nejrozšířenější z nich uvádíme spolu se základními vztahy pro výběr parametrů součástek v tab. 27. Činnost obvodu popíšeme na základě průběhů napětí a proudů rovněž zakreslených v tab. 27. Po zapnutí tyristoru T_1 (v čase t_0) bude téměř celé napájecí napětí na zátěži R_L . Za předpokladu vypnutého pomocného tyristoru T_2 se kondenzátor C nabije s vyznačenou polaritou na napájecí napětí U_{ss} . Vypnutí tyristoru T_1 a tím i celého spínače dosáhneme zapnutím tyristoru T_2 (čas t_1). Tím připojíme nabitý kondenzátor C k tyristoru T_1 tak, že napětím u_c bude tyristor polarizován v závěrném směru. Jeho anodový proud (a také

proud zátěže) klesne na nulu a je-li tyristor T_1 zatěžován závěrným napětím dostatečně dlouhou dobu (nejméně rovnou vypínací době tyristoru T_1), tyristor vypne. Kondenzátor C se přes odpor R_L a tyristor T_2 nabíjí na napájecí napětí, tentokrát však s obrácenou polaritou (vyznačenou v kroužcích). Je-li odpor $R_2 > \frac{U_{ss}}{I_H}$, klesne po nabití kondenzátoru

C proud procházející tyristorem T_2 na nulu a tyristor vypne. Při menším odporu (běžný případ při častém spínání) zůstane T_2 trvale v zapnutém stavu a bude jím procházet proud omezený odporem R_2 . Po opětovném zapnutí tyristoru T_1 vypíná tyristor T_2 , zůstal-li v zapnutém stavu, a popsáný postup se může znovu opakovat.

Další, často používané zapojení je na obr. 77 a popisováno bylo v části B, b) úvodu ke kap. III.

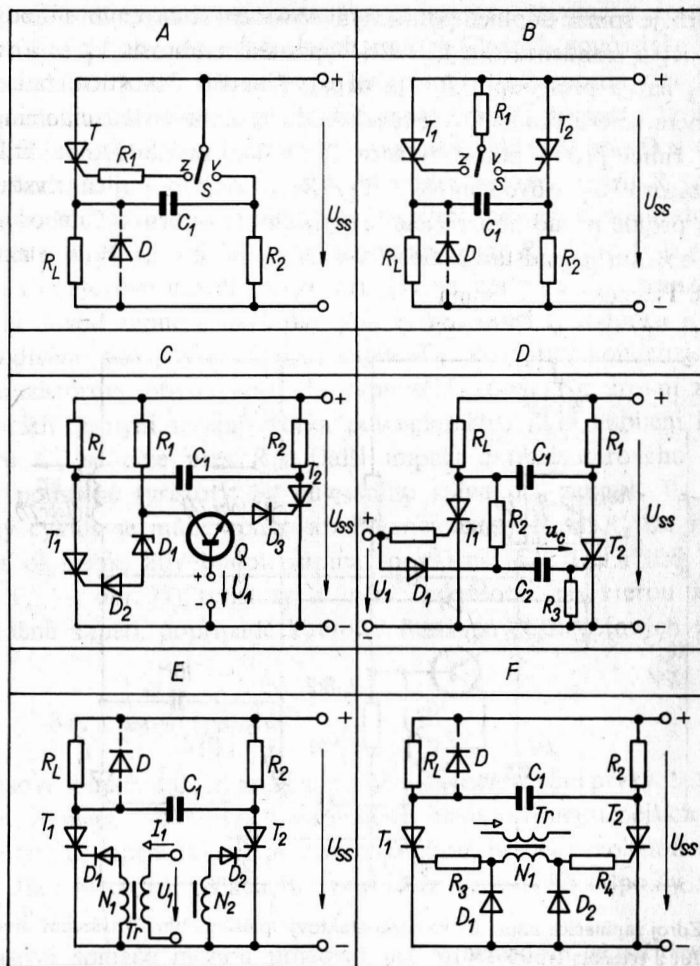
Z popisu dvou charakteristických zapojení výkonových částí stejnosměrných spínačů vyplývají možnosti jejich užití v praxi. Zatímco zapojení podle tab. 27 lze kdykoliv zapnout a vypnout, je u zapojení podle obr. 77 třeba dodržet minimální dobu mezi zapnutím a vypnutím. Zapojení podle tab. 27 bude proto použitelné tam, kde mezi zapnutím a vypnutím spínače jsou dlouhé intervaly. Obvod podle obr. 77 je naproti tomu vhodný tam, kde spínač dodává zátěži výkon v podobě krátkých pulsů, nebo kde pracuje periodicky s kmitočtem spínání 10^0 až 10^3 Hz.

8.5. Ovládací obvody stejnosměrných spínačů

Přehled typických zapojení jednoduchých ovládacích obvodů je v tab. 28. Představitelem kontaktového ovládání jsou zapojení A a B. Je-li u zapojení A přepínač v poloze Z, je tyristor T v zapnutém stavu a zátěží prochází proud. Rozpojení obvodu zátěže dosáhneme přepnutím spínače do polohy V. Je-li potřeba spínat větší proudy než 10 A, používá se obvodu podle zapojení B. Přepínací kontakt S může být tentokrát nevýkonový, proudově dimenzovaný pouze na zapínací proud použitých tyristorů.

Možnost ovládat spínač trvalým stejnosměrným napětím U_1 ukazuje zapojení C. Je-li napětí U_1 nulové, pak tranzistor Q nevede proud a řídicí elektroda tyristoru T_1 dostává napětí přes stabilizační diodu D_1 . Tyristor T_1 zapíná a na zátěži je plné napětí až do doby, kdy přivedeme napětí U_1 odpovídající amplitudy. V tom okamžiku přejde tranzistor Q do vodivého stavu a přivede proud do řídicí elektrody tyristoru T_2 .

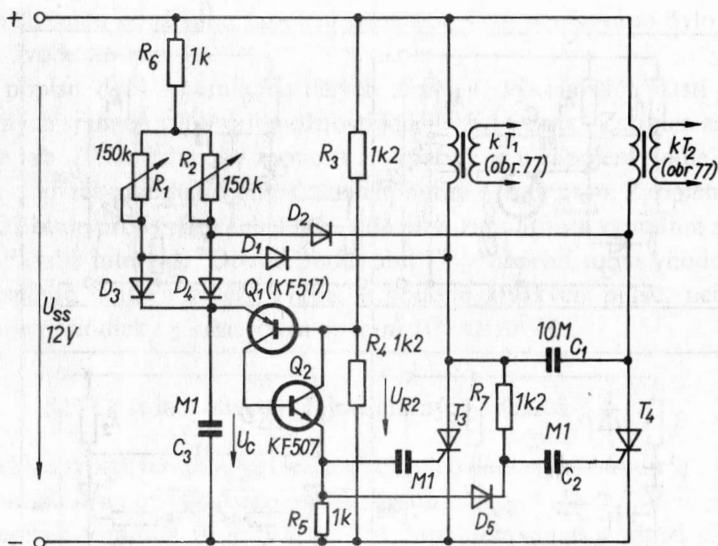
Tab. 28. Přehled základních způsobů zapínání stejnosměrných spínačů



Napětí na stabilizační diodě klesá pod hodnotu průrazného napětí a řídící elektrodou tyristoru neprochází proud. Současně se zapnutím tyristoru T_2 vypíná tyristor T_1 . V tomto stavu zůstává spínač do doby, až odpojíme napětí U_1 , kdy opět spíná tyristor T_1 .

Obvod podle obr. D (tab. 28) je upraven pro ovládání proudovými impulsy téže polaroty. Každý ovládací impuls přicházející na vstupní

svorky spínače mění stav obvodu. Aby byl zapnutý vždy jen jeden z tyristorů, je spínač doplněn pomocným obvodem sestaveným z diody D_1 , odporu R_2 a kondenzátoru C_2 . Při vypnutém tyristoru T_1 se kondenzátor C_2 nabíjí přes odpor R_2 na napájecí napětí. Napětí u_c polarizuje v závěrném směru diodu D_1 . Při příchodu prvního ovládacího impulsu dostane řídicí proud pouze tyristor T_1 a ten zapne. Dojde k vybití kondenzátoru C_2 obvodem R_2 , T_1 , R_3 . Při následujícím vstupním impulsu projde proud pouze řídicí elektrodou tyristoru T_2 , neboť odpor v jejím obvodu je podstatně menší než odpor v obvodu řídicí elektrody tyristoru T_1 .



Obr. 85. Zdroj zapínacích impulsů pro bezkontaktní spínač na obr. 77 (všechny diody jsou typu KY701 a tyristory typu KT501)

Při požadavku galvanického oddělení ovládacího signálu od výkonové části spínače použijeme zapojení E (F). Přivedeme-li do primárního vinutí transformátoru T_r proud ve vyznačeném směru, budou se v sekundárních vinutích N_1 ; N_2 (N_1) indukovat napěťové impulsy takové polarizace, že zapne tyristor T_1 . Při přerušení primárního proudu se bude kladný impuls indukovat ve vinutí N_2 a zapne tyristor T_2 .

K ovládání spínačů s uspořádáním výkonové části podle obr. 77 se téměř výhradně používají relaxační generátory stavěné z tranzistorů, integrovaných obvodů nebo jiných polovodičových součástek. Ukázka jednoduchého řešení takového ovládacího obvodu je na obr. 85. Pro vysvětlení činnosti obvodu předpokládejme zapnutý pomocný tyristor T_3 , přes který se vybil kondenzátor C_2 (viz také výklad k obr. D v tab. 28). Přes diodu D_1 a tyristor T_3 je dolní konec potenciometru R_1 připojen na zem, takže nemůže ovlivňovat nabíjecí proces kondenzátoru C_3 . Kondenzátor C_3 se tak nabíjí přes potenciometr R_2 . Vzroste-li napětí u_c a tím i emitorové napětí tranzistoru Q_1 na hodnotu u_{R_2} , tranzistorový klopný obvod zapne a napěťový impuls vznikající na odporu R_5 uvede do vodivého stavu tyristor T_4 a vypne T_3 . Po vybití kondenzátoru C_3 se tranzistorový obvod vrací do vypnutého stavu. Na úrovni zemního potenciálu je nyní spodní svorka potenciometru R_2 a nabíjení kondenzátoru C_3 se děje přes R_1 . Další impuls z tranzistorového obvodu vrací pomocné tyristory do původního stavu (T_3 zapnut, T_4 vypnut) a celý cyklus se může opakovat. Potenciometry R_1 a R_2 lze nezávisle měnit okamžik, kdy budou zapínat pomocné (T_3 , T_4) a tím i hlavní (T_1 , T_4 — obr. 77) tyristory a měnit tak dobu, po kterou je zátěži přiváděné napětí, popřípadě kmitočet dodávaných napěťových impulsů.

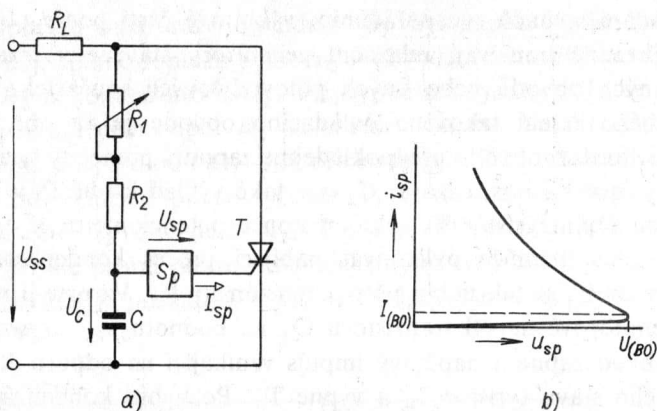
8.6. Časové spínače

Časové spínače patří mezi neužívanější automatizační prvky. Setkáme se s nimi zejména v ovládacích a spínacích obvodech nejrůznějších zařízení v průmyslu. Jejich úkolem je, aby za určitou, předem zvolenou dobu od okamžiku přivedení ovládacího povelu zapnuly nebo odpojily zátěž od sítě.

Časové spínače mohou pracovat jak v obvodech se střídavým, tak stejnosměrným napájecím napětím. Jejich skladba se liší od dosud popisovaných spínačů, a proto jim věnujeme samostatnou kapitolu.

A. Časové spínače se zpožděným zapnutím

Základní zapojení stejnosměrného spínače se zpožděným zapnutím je na obr. 86a. K dosažení požadovaného časového zpoždění je použita kombinace členu RC a pomocného spínače S_p s oblastí záporného



Obr. 86. Obecné zapojení (obr. a) s průběhem voltampérové charakteristiky spínací součástky S_p pro vysvětlení činnosti časového členu

diferenciálního odporu na voltampérové charakteristice (obr. 86b). Spínač S_p má při napětí u_c menším, než je jeho spínací napětí ($U_{(B0)}$ – obr. 86b), velmi velký odpor. Vzroste-li u_c na hodnotu $u_c \geq U_{(B0)}$, spínač S_p zapne a vybijí kondenzátor C do obvodu řídicí elektrody tyristoru T , který rovněž zapne. Po přivedení napájecího napětí U_{ss} se na zátěži objeví napětí za čas

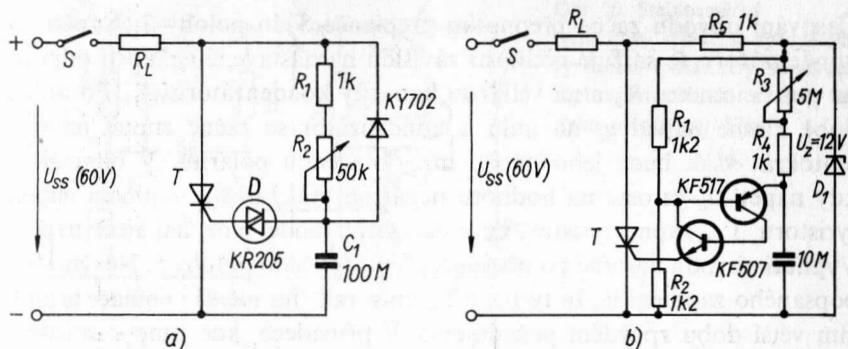
$$t \doteq 2,3RC \log \frac{U_{ss}}{U_{ss} - U_{(B0)}} \quad [s; \Omega, F, V] \quad (41)$$

Aby došlo k zapnutí pomocného spínače S_p , musí být odpor $R = R_1 + R_2$ volen tak, aby jeho maximální hodnota odpovídala podmínce

$$R = R_1 + R_2 < \frac{U_{ss}}{I_{(B0)}} - R_L \quad [\Omega; V, A] \quad (42)$$

V opačném případě bude při nastavení největšího odporu na potencio- metru R_1 procházet pomocným spínačem S_p menší proud než $I_{(B0)}$, a ten nezapne.

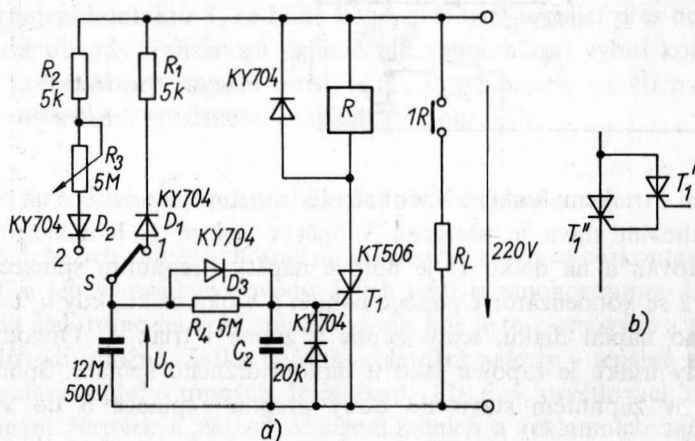
Dva příklady konkrétních zapojení spínačů se zpožděným zapnutím jsou na obr. 87. U obvodu podle obr. 87a je ve funkci pomocného spínače použit diak D . Na obr. 87b plní tuto funkci tranzistorový relaxační generátor G popsany v kap. 9.1.



Obr. 87. Bezkontaktní časový spínač s plynule nastavitelnou dobou zapnutí do 3 sekund (obr. a) popřípadě 0,1 až 30 sekund. Tyristory T volíme podle velikosti odporu zátěže

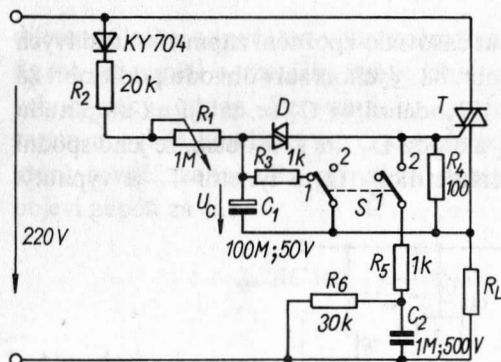
Popsané časové spínače vypneme krátkodobým odpojením napájecího napětí U_{ss} .

Jakým způsobem lze dosáhnout časového zpoždění zapnutí u střídavých spínačů je patrné ze zapojení na obr. 88. Výchozí stav obvodu podle obr. 88 je určen polohou 1 přepínače S. Kondenzátor C_1 se nabíjí na amplitudu napájecího napětí přes odpor R_1 a diodu D_1 tím způsobem, že jeho spodní svorka je kladná. Napětí U_c zadržuje dioda D_3 a tyristor T_1 je vypnutý.



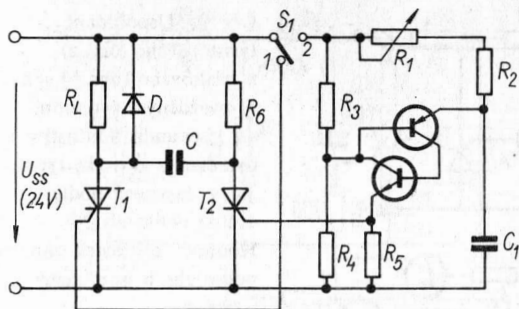
Obr. 88. Střídavý časový spínač se zpožděným zapnutím (obr. a) a náhrada tyristoru T_1 kaskádou dvou tyristorů (obr. b) pro spínání velkých výkonů

Časování obvodu začne přepnutím přepínače S do polohy 2. Napětí na kondenzátoru se snižuje rychlostí závislou na nastavené velikosti odporu na potenciometru R_3 a na velikosti kapacity kondenzátoru C_1 . Po určité době klesne napětí u_c na nulu a kondenzátor se začne znovu nabíjet, tentokrát však bude jeho napětí mít obrácenou polaritu. V okamžiku, kdy napětí u_c vzroste na hodnotu nepatrně vyšší, než je zapínací napětí tyristoru T_1 , zapne tyristor T_1 a na zátěži bude plně napájecí napětí. Vypnutí obvodu nastane po přepnutí přepínače S do polohy 1. Nevýhodou popsaného zapojení je, že tyristor T_1 musí mít tím menší zapínací proud, čím větší dobu zpoždění požadujeme. V případech, kde jsme s ohledem na proud zátěže nuceni použít tyristory s větší proudovou zatížitelností ($I_{T(AV)} > 1 \text{ A}$), jejichž zapínací proud je řádově 10^{-3} až 10^{-1} A , je možné použít kaskádní zapojení (obr. 88b) velmi citlivého (T'_1) a méně citlivého (T'') tyristoru.



Obr. 89. Třicetivteřinový časový spínač s triakem

Řešení s triakem, funkčně obdobné předchozímu zapojení, je na obr. 89. Při výchozím stavu je přepínač S opět v poloze 1. Kondenzátor C_1 je zkratován a na diaku D je nulové napětí. Přepnutím spínače S do polohy 2 se kondenzátor C_1 začne nabíjet a v okamžiku, kdy u_c dosáhne spínacího napětí diaku, tento zapne a zapne i triak T. Obvod řídící elektrody triaku je zapojen jako u samopřidrzného spínače. Spínač tak zůstává v zapnutém stavu do doby přepnutí spínače S do výchozí polohy 1.



Obr. 90. Stejnsměrný tyristorový spínač se zpožděným vypnutím (parametry součástek zapínacího obvodu mohou být stejné jako u obr. 87b)

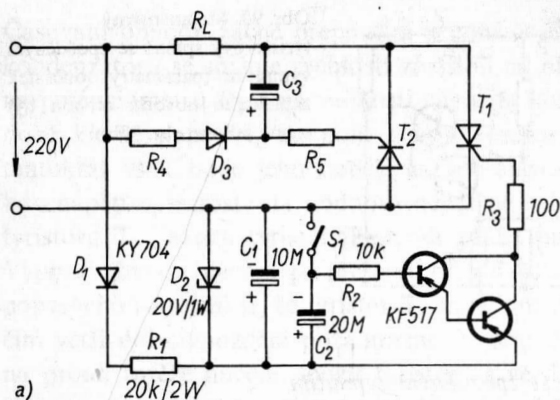
B. Časové spínače se zpožděným vypnutím

Časové členy stejnosměrných spínačů se zpožděným zapnutím lze použít i pro stavbu stejnosměrných spínačů zpožděných při odpadu. Princip těchto řešení je patrný z obr. 90. Po nastavení přepínače S_1 do polohy 1 zapne tyristor T_1 a zátěž dostane plné napájecí napětí. Přepnutím S_1 do polohy 2 a době závislé na nastaveném odporu R_1 a velikosti kapacity C_1 zapne tyristor T_2 a vypíná T_1 .

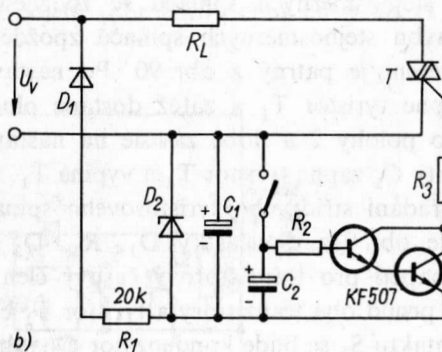
Možnost uspořádání střídavého tyristorového spínače se zpožděným odpadem ukazuje obr. 91a. Součástky D_1 , R_1 , D_2 a C_1 tvoří zdroj stejnosměrného napětí pro tranzistorový časový člen. Je-li kontakt S_1 zapnut, povedou proud oba tranzistory a tyristor T_1 bude trvale zapnut. Po rozpojení kontaktu S_1 se bude kondenzátor C_2 vybíjet přes odpor R_2 a báze obvodů tranzistorů. Spínač tak vypne až po vybití kondenzátoru C_2 . Signál pro zapnutí tyristoru T_2 je odvozen z napětí na zátěži. Triaková varianta popsaného obvodu je na obr. 91b.

8.7. Příklady použití bezkontaktních spínačů

V předchozích kapitolách jsme uvedli obecná zapojení bezkontaktních spínačů a jejich ovládací obvody. Jejich užití je mnohostranné. Lze jimi nahradit elektromechanické spínače všude, kde je to z cenových a technických důvodů možné. Zatím největší uplatnění našly v tepelné technice při regulaci teploty topných těles (kap. 12) a v osvětlovací technice při spínání žárovek a zářivek v signalizačních a reklamních zařízeních (kap. 10.2). V dalších částech této kapitoly uvedeme příklady použití bezkontaktních spínačů v několika dalších oblastech.



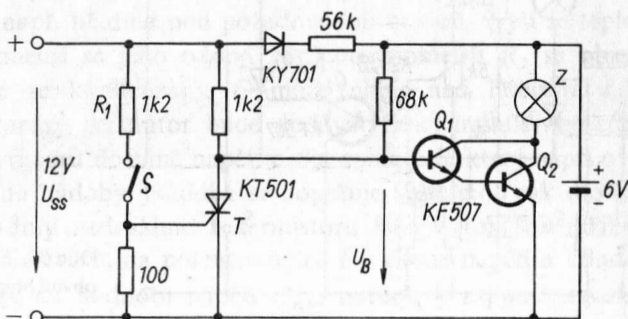
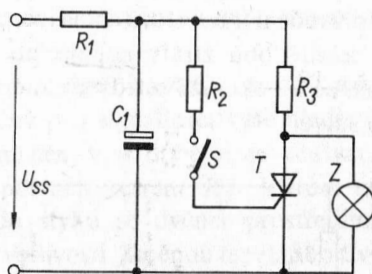
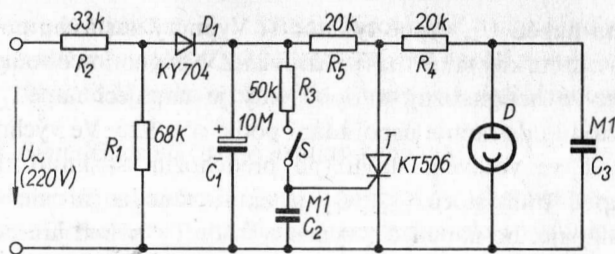
Obr. 91. Uspořádání
tyristorového (obr. a)
a triakového (obr. b) spínače
se zpožděným vypnutím
asi 1 sekunda. Součástky
ovládacího obvodu tyristoru
 T_2 v zapojení podle obr. a
určíme podle tab. 26.
Hodnoty součástek zapojení
podle obr. b jsou stejné jako
u obr. a



A. Signalizační obvody

Signalizace stavu napájecího napětí zařízení

V náročných technologických procesech, při dlouhodobých laboratorních zkouškách a v dalších případech se vyžaduje signalizace krátkodobého výpadku napájecího napětí. Tři obvody umožňující tuto funkci jsou na obr. 92. První zapojení (obr. 92a) uzpůsobené pro práci v zařízeních se střídavým napájecím napětím pracuje následovně: V okamžiku, kdy chceme začít sledovat výpadek síťového napětí, stiskneme tlačítko S a tyristor T zapne. Doutnavka D je zapnutým tyristorem zkratována a nesvítí. Kondenzátor C_1 filtruje výstupní napětí jednopulsního usměrňovače tvořeného diodou D_1 a tyristorem T prochází nepřerušovaný proud.



Obr. 92. Tři zapojení obvodu pro signalizaci přerušení napájecího napětí pro elektrická zařízení

Tyristor zůstává v zapnutém stavu (i po uvolnění tlačítka S) až do doby ztráty síťového napětí. V tom okamžiku proud procházející tyristorem klesne na nulu a tyristor vypne. Při opětovném připojení síťového napětí je tyristor vypnut a doutnavka D svítí. Do výchozího stavu vrátíme obvod stisknutím tlačítka S.

Úpravu předchozího obvodu pro práci v zařízeních se stejnosměrným napájecím napětím ukazuje zapojení podle obr. 92b. Žárovka Z nesvítí, je-li tyristor T zapnut a na vstup obvodu je připojeno napájecí napětí.

144

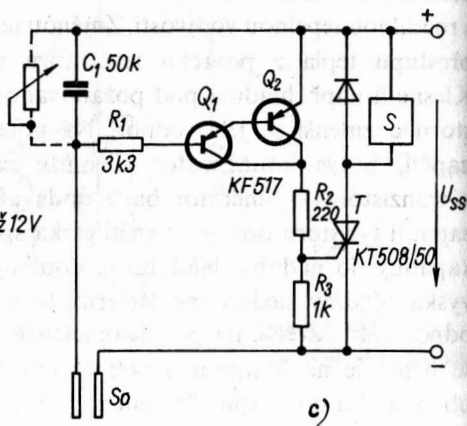
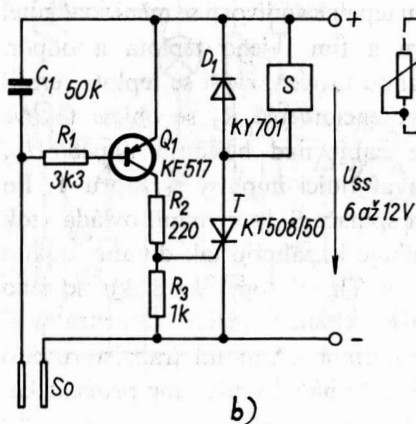
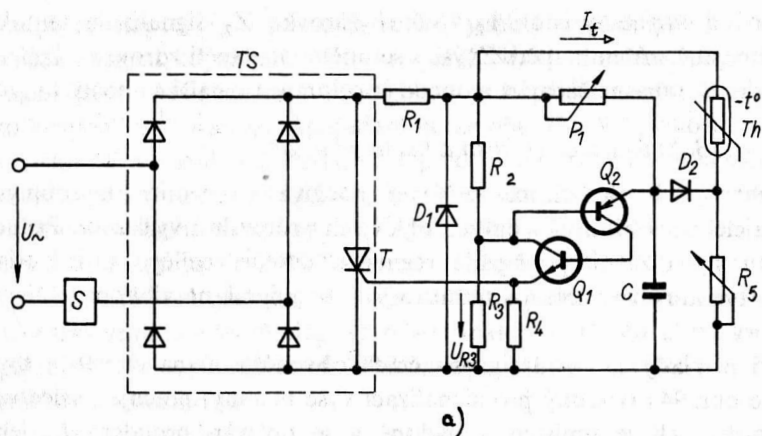
vypíná a zapne tyristor T_2 . Svítící žárovka Z_2 signalizuje tentokrát nepřipustné snížení napětí. Zvýší-li se opětovně napětí zdroje a stlačíme-li tlačítko S_2 , zhasne žárovka a obvod je připraven k další činnosti.

B. Signalizace vlhkosti a hladiny kapaliny

Tento druh signalizace se často používá v chemickém průmyslu, v čistících zařízeních a v dalších oblastech průmyslu i výzkumu. Požadovanou signalizační, popřípadě regulační činnost nejlépe zajistí triaky nebo tyristory ve spojení s termistory nebo jinými, na vlhkosti závislými odpory.

Tři příklady zapojení signalizačních obvodů jsou na obr. 94. Obvod podle obr. 94a (vhodný pro signalizaci výše hladiny) pracuje následovně. Termistor Th je umístěn v nádobě a je ohříván proudem I_1 , jehož velikost lze měnit potenciometrem R_5 . Vlivem změny výšky hladiny přichází termistor do styku se dvěma prostředími (kapalina – vzduch) s rozdílnou tepelnou vodivostí. Změnou tepelné vodivosti se mění součinitel přestupu tepla z povrchu termistoru a tím i jeho teplota a odpor. Klesne-li např. hladina pod požadovanou úroveň, zvýší se teplota termistoru a zmenší se jeho odpor. Na potenciometru R_2 se objeví takové napětí, že se kondenzátor C může nabít nad hodnotu napětí U_{R3} a tranzistorový generátor bude dodávat řídicí impulsy tyristoru T . Po zapnutí tyristoru dostane napětí cívka spínače S , který např. ovládá vtok kapaliny do nádoby. Nádoba se doplňuje kapalinou tak dlouho, dokud výška hladiny nedosáhne k termistoru Th . V tom okamžiku se jeho odpor náhle zvětší, na potenciometru R_5 klesne napětí a kondenzátor C se nenabije na hodnotu napětí U_{R3} , nutnou k zapnutí tranzistorového obvodu. Na cívce spínače není napětí a do nádoby přestane přitékat kapalina.

Další dva obvody používají k indikaci přítomnosti kapaliny dvě kovové sondy. Odpor mezi nimi se náhle změní, jsou-li ponořeny do vody nebo jiné kapaliny. Změny tohoto odporu lze sledovat např. obvodem podle obr. 94b. V anodovém obvodu tyristoru T je zapojeno např. signální zařízení S . Tranzistor Q_1 zesiluje proud procházející mezi elektrodami měřící sondy So . Je-li sonda v suchém prostředí, je odpor mezi jejími elektrodami velmi velký, tranzistor Q_1 je uzavřen a tyristor T rovněž. Při ponoření sondy do kapaliny se zmenší její odpor, tranzistor Q_1 otevře a jeho kolektorový proud zapne tyristor T .

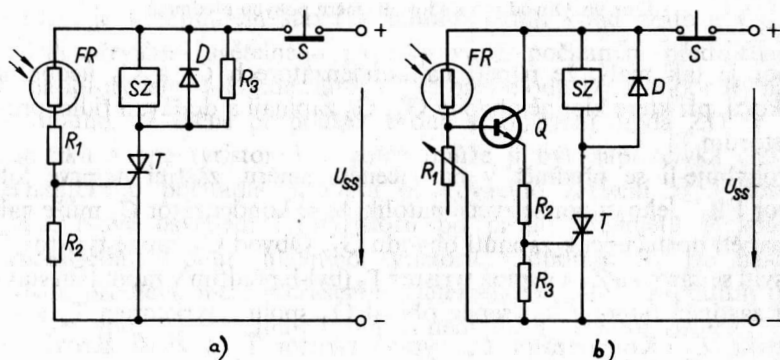


Obr. 94. Obvody vhodné pro signalizaci výšky hladiny, případně nadměrné vlhkosti

Zapojením obvodu podle obr. 94c lze zvětšit citlivost předchozího zapojení natolik, že obvod může signalizovat vlhkost v hlídaném prostoru. Kondenzátor C použitý u obou zapojení zajišťuje, že nedojde k chybné funkci zařízení zaviněné šumovými signály, které se mohou indukovat do přívodů k sondám. Citlivost obvodu podle obr. 94c lze změnit potenciometrem připojeným paralelně ke kondenzátoru.

Tento druh signalizace má mnoho zajímavých užití v průmyslu i domácnosti. Lze je použít při ochraně bytů, trezorů, k sledování pohybu předmětů atd.

Dvě jednoduchá zapojení vhodná zejména pro signalizaci nežádoucího osvětlení prostorů jsou na obr. 95. Oba obvody používají fotoodpor FR jako čidlo světelného záření. U prvního zapojení (obr. 95a) je fotoodpor zapojen v obvodu mezi anodou a řídící elektrodou tyristoru. Není-li chráněný prostor osvětlen, má fotoodpor velký odpor a na odporu R_2 se nevytvoří napětí dostatečné k zapnutí tyristoru. Při osvětlení prostoru odpor fotoodporu klesá a tyristor zapíná. Signalizační zařízení SZ zapojené v anodě tyristoru je tím uvedeno do činnosti. Signalizace se vypíná tlačítkem S.

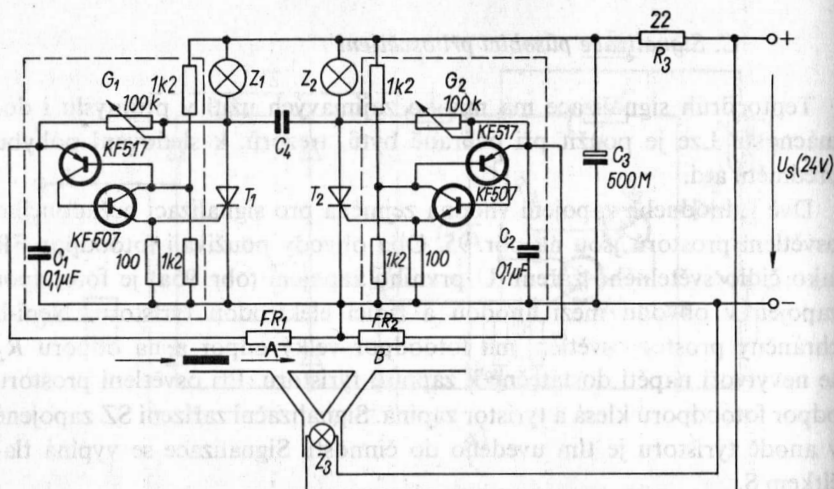


Obr. 95. Dvě zapojení pro signalizaci osvětlení

Větší citlivosti lze dosáhnout úpravou předchozího obvodu podle obr. 95b. Proud procházející fotoodporem FR je zesilován tranzistorem Q. Citlivost obvodu lze v širokých mezích nastavit potenciometrem R_1 .

Schéma zapojení optického indikátoru směru procházejících předmětů je na obr. 96. Hlavní částí obvodu je stejnosměrný spínač sestavený ze dvou tyristorů T_1 a T_2 . Tyristory jsou ovládány tranzistorovými klopnými obvody G_1 a G_2 ve spolupráci s fotoodpory FR_1 a FR_2 .

Činnost zapojení je následující. Není-li v prostoru otvorů A a B žádný předmět, jsou oba fotoodpory FR_1 , FR_2 osvětlené žárovkou Z_3 . Jejich



Obr. 96. Obvod pro sledování směru pohybu předmětů

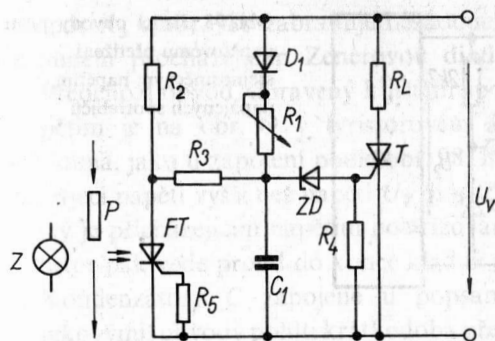
odpor je tak malý, že napětí na kondenzátorech C_1 a C_2 nedosáhne velikosti, při které klopné obvody G_1 , G_2 zapínají a dodávají řídicí proud tyristorům T_1 , T_2 .

Pohybuje-li se předmět v naznačeném směru, zastíní nejprve fotoodpor FR_1 . Jeho odpor se zvětší natolik, že se kondenzátor C_1 může nabít na napětí dostačující k zapnutí obvodu G_1 . Obvod G_1 zapne tyristor T_1 , rozsvítí se žárovka Z_1 a vypíná tyristor T_2 (byl-li předtím v zapnutém stavu). Je-li zastíněn odpor FR_2 , sepne obvod G_2 spolu s tyristorem T_2 a svítí žárovka Z_2 . Kondenzátor C_4 vypíná tyristor T_1 a zhasí žárovka Z_1 . Žárovka Z_2 zůstává zapnuta do té doby, až další pohybující se předmět zakryje šterbinu A.

Při obráceném směru pohybu předmětu (od B k A) vznikne obrácený pochod. Popsané zařízení indikuje směr pohybu posledního předmětu. Připojíme-li místo žárovky Z_1 počítačí zařízení (např. kruhový čítač – viz kap. 8.11) bude zařízení procházející předměty počítat.

Odpor R_3 s kondenzátorem C_3 zabraňují, aby tyristory zapnuly před tím, než se rozsvítí žárovka Z_3 .

Popisované zařízení spolehlivě indikuje procházející předměty jen tehdy, když každý z fotoodporů je zastíněn nejméně po dobu 0,2 s. Trvá-li průchod předmětu přes šterbiny A a B kratší dobu, použijeme místo fotoodporů fotodiody.



Obr. 97. Zapojení spínače s fototyristorem pro počítání předmětů

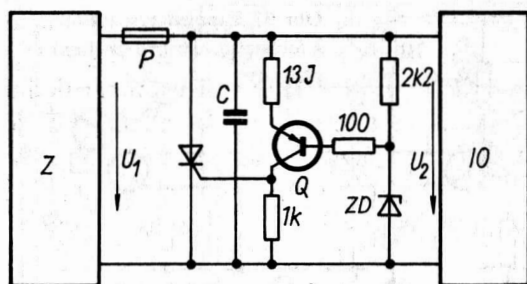
Obvod na obr. 97 lze použít k počítání procházejících předmětů. Výkonový spínač s jedním tyristorem je zapínán fototyristorem pracujícím ve funkci přijímače světla vysílaného např. žárovkou Z. Je-li fototyristor osvětlen, je v zapnutém stavu a zabrání nabití kondenzátoru C_1 . Při každém přerušení světelného paprsku např. počítaným předmětem P vypíná fototyristor a kondenzátor C_1 se přes diodu D_1 a odpor R_1 nabíjí tak dlouho, až začne propouštět proud stabilizační dioda ZD. V tom okamžiku zapne tyristor T a zátěž (může jí být např. cívka elektromechanického počítadla, uzávěru dávkovacího zařízení atd.) dostane napětí. Nové osvětlení fototyristoru po projití předmětu P způsobí bezprostřední vypnutí hlavního tyristoru. Odpozem R_1 lze nastavit časovou prodlevu mezi přerušením světelného signálu a zapnutím tyristoru T. Odpor R_5 usnadňuje vypínání neosvětleného fototyristoru.

8.8. Jistící obvody proti přepětí a nadproudům

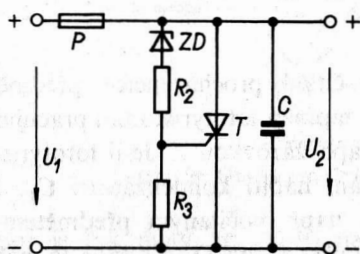
Tyristory nebo triaky se do plně vodivého stavu přepínají ve velmi krátké době, řádově několika mikrosekund. Těto vlastnosti lze výhodně použít ke stavbě jisticích obvodů pro spotřebiče nebo elektronické obvody, které jsou málo odolné proti napětovému a proudovému přetěžování. Několik příkladů takových obvodů nyní uvedeme.

A. Jištění spotřebičů proti napětovým přetížením

Dvě zapojení použitelná pro zařízení se stejnosměrným napájecím napětím jsou na obr. 98. Jejich základem je tyristor přemostující výstup napájecího zdroje Z. U zapojení podle 98a je zapnutí tyristoru ovládáno



a)



b)

Obr. 98. Jisticí obvody proti napěťovému přetížení stejnosměrným napětím napájených spotřebičů

tranzistorem Q, v jehož obvodu báze je stabilizační dioda ZD, jejíž závěrné průrazné napětí (Zenerovo napětí – U_Z) určuje velikost přepětí, při kterém začne jisticí obvod působit. V případě poruchy v napájecím obvodu (kterým často je např. tranzistorový stabilizátor), která se projeví přepětím, začne nejprve propouštět proud Zenerova dioda ZD. Tím bude také procházet proud obvodem báze–emitor tranzistoru Q. Tranzistor přejde do vodivého stavu a proud procházející jeho kolektorem zapne tyristor. Zkratový proud, který vznikne po zapnutí tyristoru, přetaví pojistku P, jejíž jmenovitý proud je volen tak, aby byl větší než největší možný proud odebíraný spotřebičem, např. zařízením s integrovanými obvody a menší, než opakovatelný proud tyristoru. Popsané uspořádání jisticího obvodu umožňuje omezovat přepětí již od 5,5 do 6,8 V (jeho velikost závisí na průrazném napětí použité ZD).

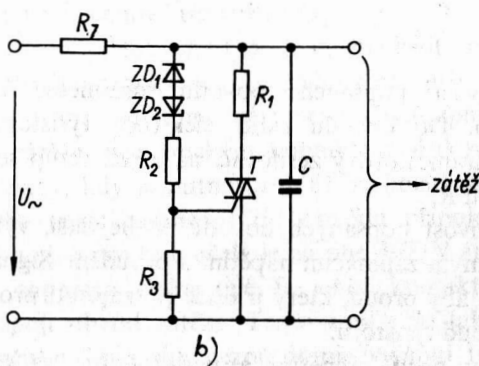
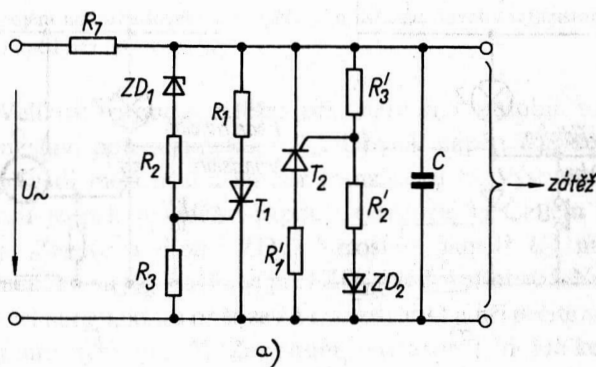
V těch případech, kdy potřebujeme jistit zařízení s vyšším napájecím napětím, je použitelné zapojení podle obr. 98b. Činnost obvodu je téměř stejná jako v předchozím případě. K zapnutí tyristoru tentokrát dojde vždy, bude-li pro napájecí napětí platit

$$U_1 \geq U_{GT} + I_{GT}R_2 + U_Z \quad (43)$$

Odpor R_3 v obr. 98b zabránuje nežádoucímu zapnutí tyristoru závěrným proudem procházejícím Zenerovou diodou v oblasti napětí $U_R < U_Z$.

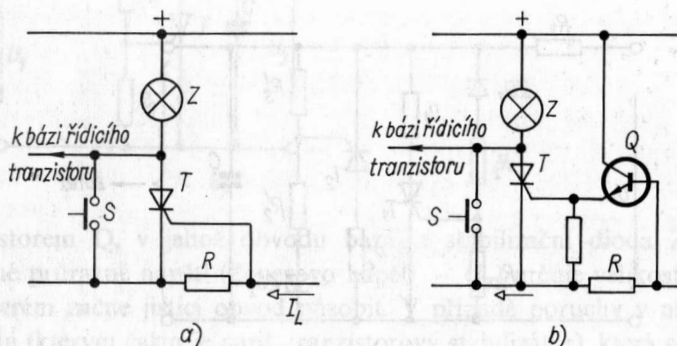
Předchozí obvod, upravený k jištění spotřebičů se střídavým napájecím napětím je na obr. 99 v tyristorovém a triakovém řešení. Činnost je obdobná, jako u zapojení podle obr. 98. Bude-li u zapojení podle obr. 99a napájecí napětí vyšší než napětí U_Z diod ZD, zapne ten z tyristorů T_1 , T_2 , který je přicházejícím napětím polarizován v blokovacím směru. Zapnutý tyristor pak vede proud do konce kladné půlperrody, kdy vypne.

Kondenzátory C zapojené u popsaných obvodů za tyristorovými (triakovými) obvody pohltí krátkodobá přepětí, která by prošla do jištěného zařízení v době od vzniku přepětí do zapnutí tyristorů (triaku).



Obr. 99. Jističí obvody proti napětovému přetížení střídavých spínačů; budou-li místo odporů R_7 použity pojistky, lze odpory R_1 ; R'_1 vypustit

Tranzistorové zdroje konstantního napětí je třeba z důvodů malé proudové přetížitelnosti tranzistorů jistit proti proudovým přetížením. Jednoduchým způsobem lze takové jisticí zařízení konstruovat s tyristory. Základní zapojení dvou jisticích obvodů je na obr. 100. Princip činnosti zapojení podle obr. 100a je následující. Zvětší-li se proud zátěže I_L nad nastavenou hodnotu, vznikne na odporu R napětí dostatečné k zapnutí tyristoru T . Tyristor T zapíná, zkratuje bázevý obvod řídicího tranzistoru a zároveň způsobí rozsvícení žárovky Z . Po odstranění příčiny nadměrného zvětšení proudu I_L uvedeme jisticí obvod do výchozího stavu krátkodobým sepnutím tlačítka S .

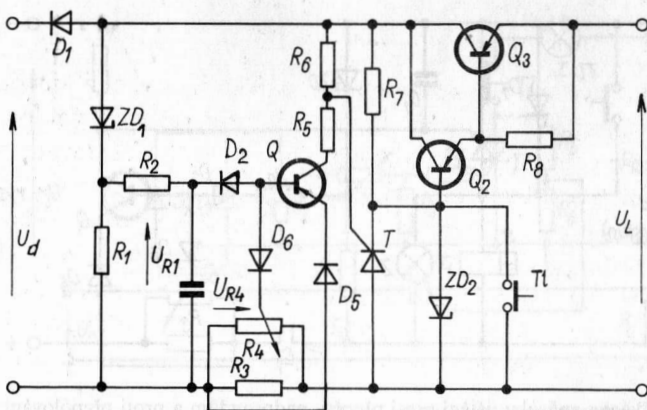


Obr. 100. Tyristorové jisticí obvody proti proudovému přetížení tranzistorových stabilizátorů (viz také kap. 5.2)

Zvětšení citlivosti popsaného obvodu dosáhneme úpravou obvodu podle obr. 100b. Do obvodu řídicí elektrody tyristoru T je zařazen jednostupňový tranzistorový zesilovač, na jehož vstup se přivádí úbytek napětí na odporu R .

Aby byla citlivost popsaných obvodů co největší, vybíráme tyristory s nejnižším možným zapínacím napětím a proudem. Signalizační žárovku pak volíme tak, aby proud, který jí bude po zapnutí procházet, byl větší než přídržný proud tyristoru.

Jisticí obvody proti přepětím a nadproudům se často slučují do jednoho jisticího celku, kterým jsou pak vybavovány tranzistorové stabilizátory napětí. Jedno z možných řešení takového jisticího zařízení je na

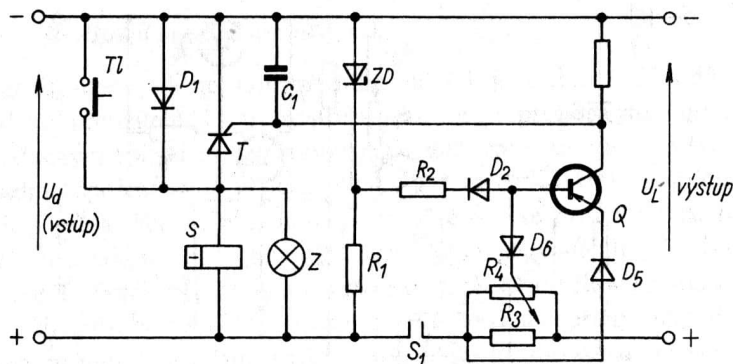


Obr. 101. Zapojení nadproudového a přepětového jisticího obvodu tranzistorových stabilizátorů napětí (viz také kap. 5.2)

obr. 101. Velikost proudu zátěže, při které má působit nadproudové jištění, se nastaví potenciometrem R_4 . Úbytek napětí U_{R4} se přes diody D_5 a D_6 přivádí mezi bázi a emitor tranzistoru Q . Výstupním signálem z tranzistoru je pak ovládáno zapnutí tyristoru T . Čidlem napětového přetížení je Zenerova dioda ZD_1 . Vzroste-li napětí U_d nad hodnotu jejího průrazného napětí, začne se přes ZD_1 zvětšovat proud. Na odporu R_1 se tak vytvoří napětí, které opět zesílí tranzistor Q a při určité velikosti U_{R1} vyvolá zapnutí tyristoru T . Zapnutím tyristoru T dojde ke zkratování Zenerovy diody ZD_2 , řídící tranzistor Q_2 nebude mít referenční napětí a uzavře stejně jako výkonový tranzistor Q_3 .

Stabilizační obvody podobného typu je možné jistit i proti přepólování, a to zapojením diody D_1 způsobem patrným z obr. 101.

Jisticí zařízení z obr. 101 je možné jednoduchým způsobem uzpůsobit i pro vypínání zátěže mechanickým kontaktem. Takové uspořádání je vhodné pro případy, kdy je nutné jistit již vyrobená nebo nakupovaná zařízení, u nichž nelze zasahovat do obvodu připojením další části. Jisticí zařízení vhodné pro tyto účely je na obr. 102. V anodovém obvodu tyristoru T je zapojena cívka relé S , jehož kontakt S_1 po zapnutí tyristoru T rozpojí obvod zátěže. Tento stav trvá tak dlouho, dokud nestiskneme tlačítko $T1$ a tím nezpůsobíme vypnutí tyristoru. Činnost obvodu při přepětí a nadproudu je stejná jako u zapojení na obr. 101 a nebude dále rozebírána.



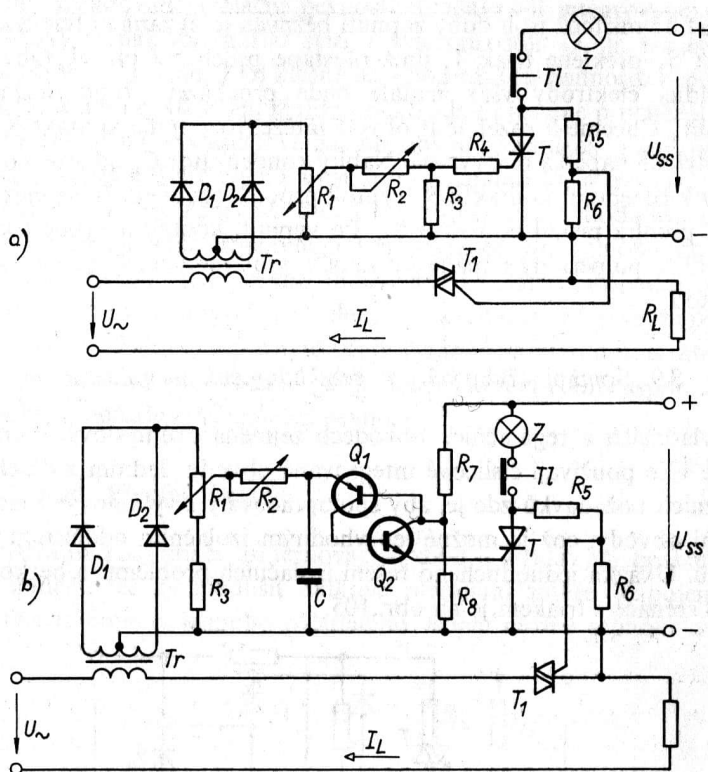
Obr. 102. Ukázka způsobu jištění proti přepětí, nadproudům a proti přepólování vstupního napětí (tuto ochranu zajišťuje dioda D_1) tranzistorových stabilizátorů nebo jiných citlivých elektronických obvodů

Principu rychlého nadproudového jištění na základě tyristorů nebo triaků je možné použít i u střídavých spotřebičů. Dvě řešení jsou uvedena na obr. 103. V obvodu proudu zátěže I_L je zařazen proudový transformátor Tr. Napětí na jeho sekundárním vinutí je usměrňováno a přivedeno k odporům R_1 , R_2 , pomocí nichž se nastaví velikost proudu I_L , při které má pojistka působit. Po překročení této hodnoty spíná tyristor T, zkratuje řídicí elektrodu triaku a ten nejpozději do 10 ms vypne. Opětovné uvedení pojistky do vodivého stavu dosáhneme tím, že na okamžik stiskneme tlačítko Tl.

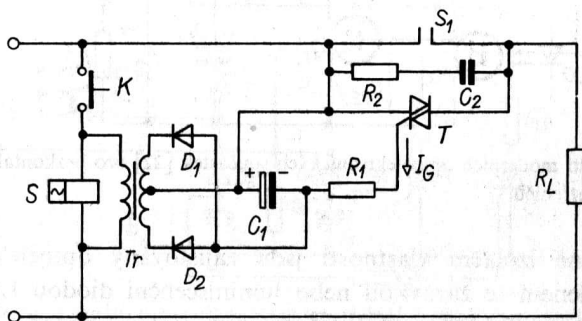
Vysokou citlivost dosáhneme úpravou předchozího obvodu podle obr. 103b. Řídicí elektrodě tyristoru je zde předřazen tranzistorový klopný obvod, jehož okamžik zapnutí lze s přesností 0,1 V nastavit potencio-metrem R_2 .

C. Triaky pro jištění kontaktů spínačů

Jednou z příčin zmenšování životnosti kontaktů elektromechanických spínačů je opalování kontaktů při jejich zapínání a vypínání. Uspořádáním kontaktu s triakem podle obr. 104 lze uvedenou nevýhodu mechanických kontaktů odstranit a dosáhnout podstatného zvětšení jejich proudové zatížitelnosti. Zapneme-li kontakt K, dostaneme na výstupu usměrňovače napětí, které bezprostředně uvede do zapnutého stavu triak T. Za dobu



Obr. 103. Tyristorový jisticí obvod střídavých spotřebičů proti proudovému přetížení

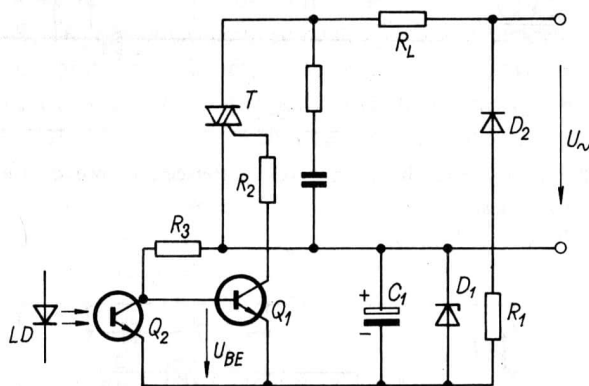


Obr. 104. Využití triaku pro zvýšení životnosti mechanického kontaktu

asi 10 až 15 ms (což jsou doby zapnutí běžných relé) zapne i relé S a jeho kontakt S_1 překlene triak T, jímž přestane procházet proud. Obvodem jeho řídicí elektrody však nadále bude procházet proud dostatečný k zapnutí. Chceme-li rozepnout obvod zátěže, rozpojíme kontakt K. Tím ztratí cívka S napětí a relé vypíná. Nabíý kondenzátor C_1 udržuje po dobu nutnou k rozepnutí kontaktu S_1 průtok proudu obvodem řídicí elektrody a triak přebírá proud kontaktu S_1 . Po vypnutí kontaktu vypne triak po skončení té půlperiody napájecího napětí, v níž se zmenšil proud I_G pod hodnotu I_{GT} .

8.9. Spínání střídavých spotřebičů logickým signálem

V ovládacích a regulačních obvodech zejména průmyslových zařízení se stále více používají číslicové integrované obvody. Jedním z důležitých provozních požadavků zde je, aby spolupracovaly s výkonovými elektronickými obvody, což je možné jen vhodným izolačním oddělením obou systémů. Ukázka jednoduchého řešení izolačních problémů u bezkontaktového spínače s triakem je na obr. 105.



Obr. 105. Využití moderních optoelektronických součástek [22] pro bezkontaktové spínání výkonových spotřebičů

Požadované izolační vlastnosti jsou zajišťovány optoelektronickým vazebním členem se žárovkou nebo luminiscenční diodou LD [22] na straně integrovaných obvodů a fototranzistorem na straně výkonového spínače. Vhodným konstrukčním rozmístěním obou součástek lze do-

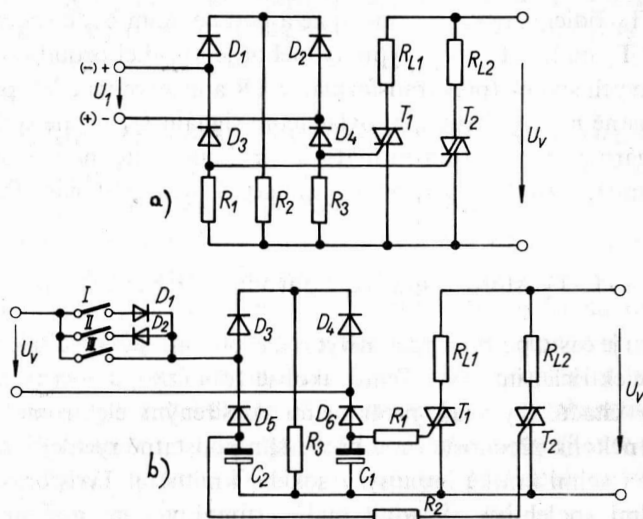
sáhnout požadované izolační pevnosti. Dodávají-li integrované obvody jednotkový signál, dioda LD svítí a fototranzistor Q_2 je v nasyceném stavu. Napětí U_{BE} (obr. 105) klesne na velmi nízkou hodnotu, vypne tranzistor Q_1 a tím i triak T, jehož řídící elektrodou přestane procházet proud. Nulový signál na výstupu ovládacího obvodu znamená právě opačnou činnost – zhasnutí diody LD, vypnutí Q_2 , zapnutí Q_1 a triaku.

Kondenzátor C_1 , Zenerova dioda D_1 , usměrňovací dioda D_2 a odpor R_1 tvoří zdroj stejnosměrného napětí pro napájení řídícího obvodu triaku.

Popsaný způsob galvanického oddělování ovládacích, případně regulačních soustav od výkonových částí elektronických systémů je velmi perspektivní. V poslední době se pro tyto účely vyrábějí vazební optoelektronické členy na základě polovodičů [22]. Jejich konstrukční uspořádání je uzpůsobeno požadované izolační pevnosti.

8.10. Přepínání zátěže

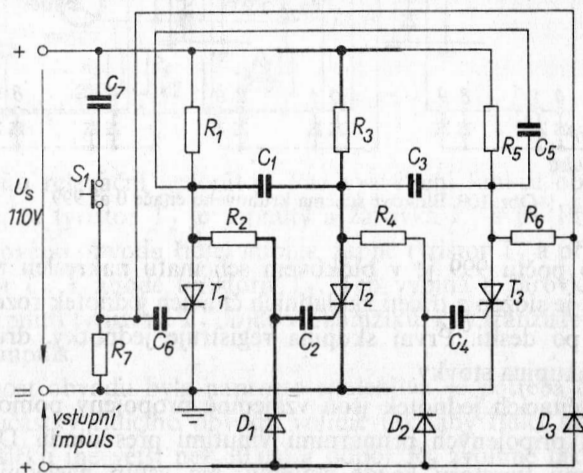
S využitím kombinací usměrňovacích diod a střídavých bezkontaktních spínačů lze zjednodušit dálkové přepínání zátěže. Zapojením na obr. 106a je pomocí jednoho ovládacího vedení možné sepnout triak T_1



Obr. 106. Dálkové ovládání dvou výkonových spotřebičů pomocí dvou vodičů – ovládání stejnosměrným napětím (obr. a) a střídavým napětím (obr. b)

158

Činnost kruhového čítače je patrná z tříprvkového obvodu na obr. 108. Tlustě vytaženými čarami je vyznačen základní stavební prvek (čítací jednotka) obvodu. Pomocí tohoto prvku lze sestavit čítač registrující libovolný počet předmětů nebo impulsů.

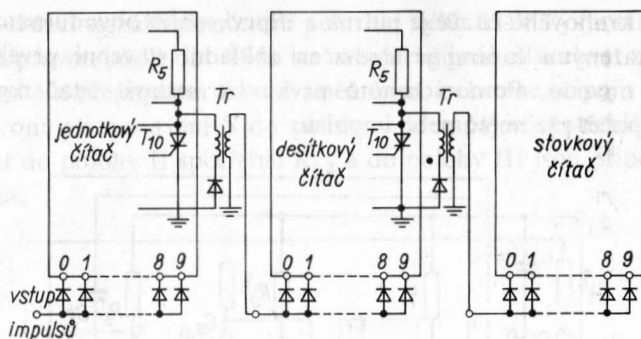


Obr. 108. Tříjednotkový kruhový čítač (parametry součástek: $R_1, R_3, R_5 - 2 \text{ k}\Omega$; $R_2, R_4, R_6 - 22 \text{ k}\Omega$; $R_7 - 5 \text{ k}\Omega$; $C_1, C_3, C_5 - 0,2 \text{ }\mu\text{F}$; $C_2, C_4, C_6 - 0,01 \text{ }\mu\text{F}$; $D_1; D_2; D_3 - \text{KA501}$; $T_1; T_2; T_3 - \text{KT503}$)

Předpokládejme, že je obvod v klidovém stavu a na anodách tyristorů je celé napájecí napětí 110 V. Zapnutím tlačítka S_1 dostane tyristor T_1 potřebný řídicí proud. Tyristor T_1 zapne a odporem R_1 prochází proud. Další tyristory zůstávají v nevodivém stavu. Po zapnutí T_1 se nabije kondenzátor C_1 na napětí, které se téměř rovná napájecímu napětí (neuvažujeme-li úbytek na zapnutém tyristoru) a napětí na diodě D_1 klesne na malou velikost, rovnou úbytku napětí na zapnutém tyristoru.

Vstupní impuls o větší amplitudě než 4 V může projít přes diodu D_1 a kondenzátor C_2 k řídicí elektrodě tyristoru T_2 , který okamžitě zapne. Nabíjený kondenzátor C_1 vypíná tyristor T_1 . Tím se zapnutý stav přesunul z tyristoru T_1 na tyristor T_2 . Další impulsy přivedené ke vstupním svorkám zapnou postupně tyristor T_3 a znovu T_1 atd.

Popsaný způsob počítání napěťových impulsů lze použít ke konstrukci obvodů s libovolným počtem čítacích jednotek. Příklad čítače pro registraci



Obr. 109. Blokové schéma kruhového čítače 0 až 999

impulsů do počtu 999 je v blokovém schématu nakreslen na obr. 109. Celý obvod je složen z třiceti základních čítacích jednotek rozdělených do tří skupin po desíti. První skupina registruje jednotky, druhá desítky a poslední skupina stovky.

Skupiny čítacích jednotek jsou vzájemně propojeny pomocí transformátorů Tr , připojených primárními vinutími přes diodu D_1 paralelně k poslednímu tyristoru každé skupiny. Na vstup následující skupiny čítacích jednotek se napěťový impuls dostane jen v okamžiku, kdy zapíná první tyristor skupiny a vypíná poslední tyristor.

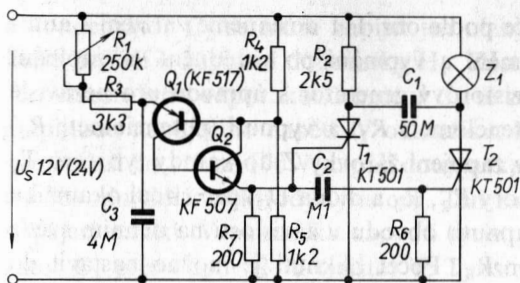
8.12. Programové spínání světel

Častým požadavkem zejména v reklamě, v signalizačních a zabezpečovacích zařízeních je, aby světla rozsvěcela a zhasínala podle předem určeného programu. Několik zapojení s touto schopností nyní uvedeme.

A. Tyristorová blikadla

U parkujících aut na vozovkách s hustým provozem, u lodí plovoucích v noci, na staveništích, zkušebních prostorech továren a v dalších případech se nevyhneme optické signalizaci, která by v noci nebo v mlze upozornila projíždějící vozidla nebo lodě, popřípadě přicházející osoby na možnost vzniku nehody.

Schéma zapojení tyristorového blikáče napájeného z baterie je na obr. 110. K zapínání tyristorů T_1 , T_2 je použit tranzistorový obvod

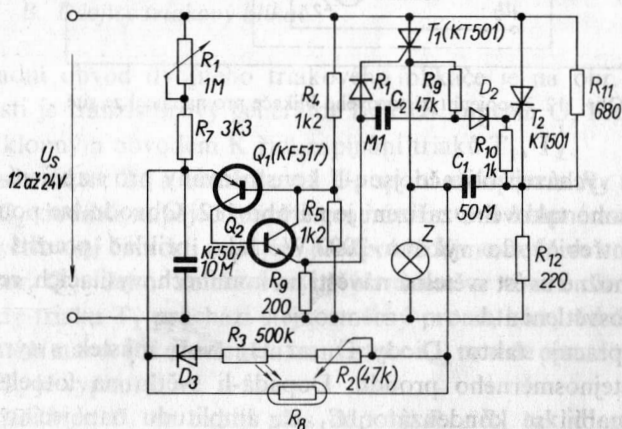


Obr. 110. Tyristorový blikáč napájený z baterie

pracující jako relaxační generátor. Pro vysvětlení funkce obvodu předpokládejme, že tyristor T_2 je zapnutý a žárovka Z_1 svítí. Přejde-li nyní z tranzistorového obvodu řídící impuls, zapne tyristor T_1 a připojí nabitý kondenzátor C_1 k anodě tyristoru T_2 . Ten vypíná a žárovka Z_1 zhasne. Ke znovuzapnutí tyristoru T_2 dojde v okamžiku, kdy tranzistorový obvod vyšle další impuls.

Aby činnost obvodu byla naprosto spolehlivá, je potřeba dodržet dvě zásady. Součástky řídicího obvodu volíme tak, aby řídicí impulsy měly minimální šířku (ne větší než $30 \mu\text{s}$) a odpor R_2 zvolíme tak velký, aby procházející proud byl menší než vratný proud tyristoru (kap. 3.1). Při splnění těchto podmínek bude činnost celého obvodu naprosto spolehlivá.

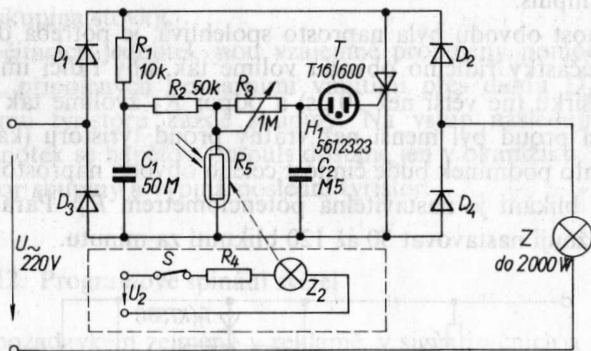
Rychlost blikání je nastavitelná potenciometrem R_1 . Parametry součástek umožňují nastavovat 30 až 120 bliknutí za minutu.



Obr. 111. Blikač s automatickým vypínáním při rozednění a zapínání po setmění

Úpravou popsaného blikáče podle obr. 111 dostaneme zařízení s automatickým zapínáním po setmění a vypínání po rozednění. K zapínání tyristorů je opět použit tranzistorový generátor s úpravou pro nezávislé řízení okamžiku zapnutí (potenciometr R_1) a vypnutí (potenciometr R_2) světla. Tato úprava spočívá v zapojení žárovky Z do katody tyristoru T_1 a zavedení zpětné vazby (odpory R_2 , R_3 a dioda D_3) pro řízení okamžiku vypnutí žárovky. Vypnutí (zapnutí) obvodu v závislosti na denním světle zajišťuje fotoelektrický odpor R_8 . Počet bliknutí je možno nastavit do 50 za minutu.

Nevýhodou obou předchozích blikáčů je, že se dost dobře nedají použít pro napájení výkonových spotřebičů (200 až 2000 W). V takovém provedení by zařízení bylo velmi drahé a rozměrné, což vyplývá z toho, že zde musí být poměrně velká baterie a tyristory pro velké proudy a s krátkými vypinacími dobami.



Obr. 112. Zapojení tyristorového blikáče pro napájení ze sítě

Výhodněji vycházejí blikáče, jsou-li konstruovány pro napájení ze sítě. Schéma jednoho takového zařízení je na obr. 112. Obvodu lze použít pro napájení spotřebičů do výkonu 2000 W. Jako příklad použití tohoto zapojení je možné uvést světelná návěští na komínech, vysílačích, reklamní a dekorální osvětlení atd.

Zapojení pracuje takto: Diody D_1 až D_4 tvoří můstek s tyristorem v obvodu stejnosměrného proudu. Dopadá-li světlo na fotoelektrický odpor R_5 , nabíjí se kondenzátor C_1 na amplitudu napájecího napětí (asi 200 V). Vlivem osvětlení je odpor fotoelektrického odporu R_5 malý

a kondenzátor C_2 se může nabíjet jen nízkým napětím (na odporu R_5), které nestačí k zapálení doutnavky H_1 . Zastíníme-li fotoelektrický odpor R_5 , vzroste jeho odpor, kondenzátor C_2 se začne nabíjet přes R_2 a R_3 na amplitudu napájecího napětí. V okamžiku, kdy napětí kondenzátoru C_2 vzroste asi na 110 až 170 V, zapálí doutnavka H_1 a vybijí kondenzátor C_2 do obvodu řídicí elektrody tyristoru. Ten zapne a na zátěži Z bude plné napájecí napětí. V okamžiku zapnutí tyristoru se začne vybíjet kondenzátor C_1 přes odpor R_1 a tyristor T . Tyristor zůstane v zapnutém stavu po celou dobu, kdy vybíjecí proud bude větší než vratný proud tyristoru. Tyristor vypne nejpozději do 10 ms poté, kdy vybíjecí proud klesne na velikost vratného proudu. Na vstupu můstkového usměrňovače pak je plné napájecí napětí sítě, kondenzátor C_1 se znovu nabije. Současně se nabíjí i kondenzátor C_2 a v okamžiku zapálení doutnavky H_1 tyristor znovu spíná. Popsaný cyklus se opakuje tak dlouho, dokud neosvětlíme fotoelektrický odpor R_5 .

Popsaný obvod je možné přizpůsobit pro dálkové ovládání. K tomu je třeba doplnit obvod žárovkou Z_2 . Ta bude osvětlovat fotoelektrický odpor R_5 po zapnutí kontaktu S . Fotoelektrický odpor R_5 musí být umístěn tak, aby reagoval pouze na světlo žárovky Z_2 .

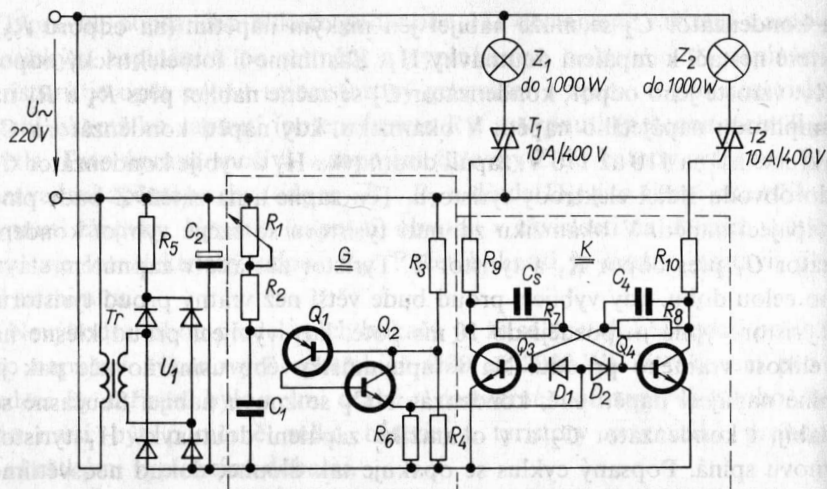
Při volbě součástek obvodu je potřeba vybrat tyristor tak, aby měl co nejmenší vratný proud (alespoň 1 až 5 mA). Při velkém vratném proudu je zátěž Z_1 pod napětím jen velmi krátkou dobu.

B. Dvojitý triakový blikáč

Základní obvod dvojitého triakového blikáče je na obr. 113. Hlavní jeho částí je tranzistorový generátor řídicích impulsů G , který ve spolupráci s klopným obvodem K řídí zapínání triaků T_1 , T_2 .

Transformátor Tr a usměrňovač U_1 spolu s odporem R_5 a kondenzátorem C_2 dodává napájecí napětí generátoru G a klopnému obvodu K . Při vysvětlování činnosti zapojení předpokládejme, že je ve vodivém stavu tranzistor Q_3 . Jeho kolektorovým obvodem a tím i obvodem řídicí elektrody triaku T_1 prochází stejnosměrný proud, který udržuje triak T_1 v zapnutém stavu. Při otevřeném tranzistoru Q_3 nevede proud tranzistor Q_4 a triak T_2 je vypnutý.

Kondenzátor C_1 se nabíjí přes odpory R_1 , R_2 tak dlouho, až jeho napětí vzroste na hodnotu u_{R4} , kdy tranzistorový generátor překlápí



Obr. 113. Dvojité triakový blikáč (parametry tranzistorového generátoru jsou stejné jako u zapojení na obr. 110, další součástky: Tr-220/12 V; U_1 — $4 \times$ KY701; Q_3, Q_4 — KF506; R_5 — $56 \Omega/2$ W; R_7, R_8 — $680 \Omega/0,25$ W; R_9, R_{10} — $33 \Omega/2$ W; C_2 — $500 \mu\text{F}/12$ V; C_3, C_4 — $0,1 \mu\text{F}$; D_1, D_2 — KA501)

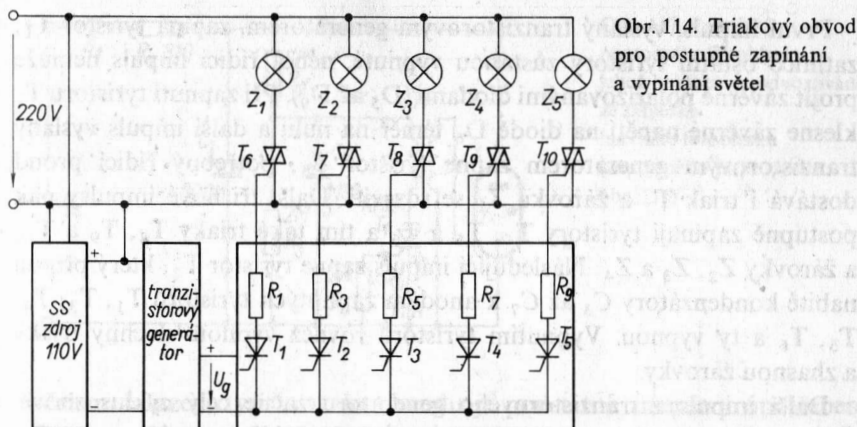
a vybíjecí proud kondenzátoru C_1 uzavře tranzistor Q_3 a otevře Q_4 . Triak T_1 přestane vést proud a zapne triak T_2 . Při následujícím impulsu zapíná opět triak T_1 a vypíná triak T_2 .

Popsaným způsobem budou triaky střídavě zapínat a vypínat vždy, když tranzistorový generátor G vyšle proudový impuls. Doba mezi zapnutím a vypnutím triaků se dá plynule nastavovat potenciometrem R_1 .

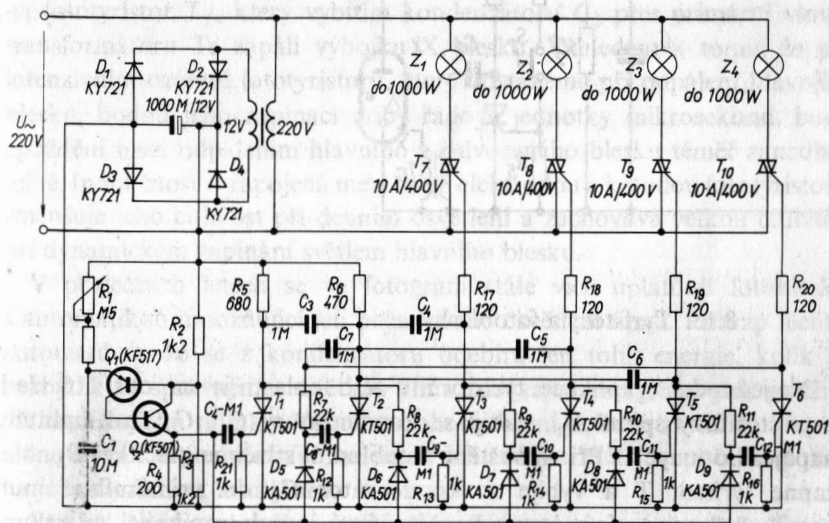
C. Postupné zapínání a vypínání světél

U reklamního zařízení se často vyžaduje, aby se v požadovaném směru pohyboval znak, písmeno nebo slovo. Splnění tohoto požadavku dosáhneme vzájemnou kombinací kruhových čítačů a časových členů. Příklad jedné takové kombinace je na obr. 114. Kruhový čítač je použit ke spínání triaků T_6 až T_{10} . Může být proto navržen jako nevýkonový obvod. Zařízení je i při značném ovládaném výkonu malé a hospodárné.

Předchozí obvod lze jednoduchým způsobem upravit tak, aby postupně zapnula řada světél a v konečné fázi jednoho pracovního cyklu všechna současně vypnula. Upravený obvod pro tuto činnost je na obr. 115.



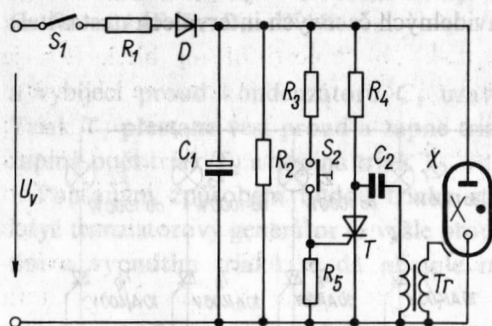
Po připojení obvodu k napájecí síti budou tyristory T_1 až T_6 ve vypnutém stavu. Tranzistorový generátor napájený vyhlazeným stejnosměrným napětím z můstkového usměrňovače (diody D_1 až D_4) dodává řídicí impulsy pro tyristory v pravidelných časových intervalech nastavitelných potenciometrem R_1 .



První impuls, vyslaný tranzistorovým generátorem, zapíná tyristor T_1 , zatímco ostatní tyristory zůstanou vypnuté, neboť řídicí impuls nemůže projít závěrně polarizovanými diodami (D_5 až D_9). Při zapnutí tyristoru T_1 klesne závěrné napětí na diodě D_6 téměř na nulu a další impuls vyslaný tranzistorovým generátorem zapne tyristor T_3 , potřebný řídicí proud dostává i triak T_7 a žárovka Z_1 se rozsvítí. Další tři nové impulsy pak postupně zapínají tyristory T_4 , T_5 a T_6 a tím také triaky T_8 , T_9 a T_{10} a žárovky Z_2 , Z_3 a Z_4 . Následující impuls zapne tyristor T_2 , který připojí nabitě kondenzátory C_3 až C_7 k anodám zapnutých tyristorů T_1 , T_3 , T_4 , T_5 , T_6 a ty vypnou. Vypnutím tyristorů rovněž vypnou všechny triaky a zhasnou žárovky.

Další impuls z tranzistorového generátoru začne celý cyklus znovu. Časový interval mezi rozsvícením dvou světél se řídí potenciometrem R_1 .

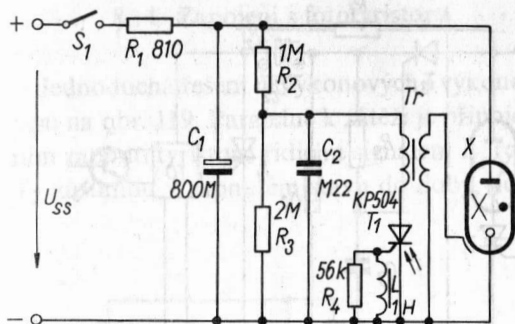
Popsaný obvod se může uplatnit zejména ve výstavnictví a reklamách. Postupným zapínáním světél lze doplňovat libovolný znak, slovo nebo postupně osvětlovat poutač nebo jiný předmět.



Obr. 116. Zapojení fotoblesku ovládaného tyristorovým obvodem

8.13. Tyristory a fotoblesky

Nejjednodušší aplikace tyristorů v této oblasti je na obr. 116. Je-li zapnut síťový spínač S_1 , nabíjí se kondenzátory C_1 , C_2 na amplitudu napájecího napětí. Při spouštění fotoblesku stlačíme tlačítko S_2 , tím zapne tyristor T a vybije se kondenzátor C_2 do primárního vinutí zapalovacího transformátoru Tr . Napěťový impuls vznikající na sekundární straně transformátoru zapaluje výbojku, která vybíjí kondenzátor C_1 .



Obr. 117. Zapojení pomocného fotoblesku, jehož spuštění je odvozováno ze záblesku hlavního fotoblesku (zapojeného např. podle obr. 116)

Účelem zařazení tyristoru do obvodu je podstatné zmenšení opotřebení odpalovacího kontaktu S_2 .

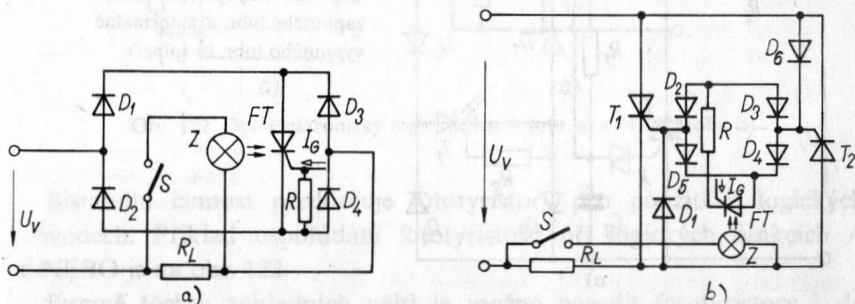
Při fotografování vznikají často situace, kdy potřebujeme odpálit několik blesků současně, abychom osvětlili větší prostor nebo aby byl fotografovaný objekt osvětlen dokonaleji. Jakým způsobem lze dosáhnout závislého odpalování blesků ukazuje obr. 117. Při sepnutém kontaktu S_1 se kondenzátor C_1 nabíjí na amplitudu napájecího napětí a kondenzátor C_2 na hodnotu kolem 200 V. Uvedeme-li do činnosti hlavní blesk (ten je ovládán mechanicky, např. v zapojení podle obr. 116) dopadne jeho světlo na fototyristor T_1 , který vybitím kondenzátoru C_2 přes primární vinutí transformátoru Tr zapálí výbojku X blesku. Vzhledem k tomu, že při intenzivním ozáření fototyristoru, které dostaneme při odpálení hlavního blesku, budou jeho zapínací doby řádově jednotky mikrosekund, bude zpoždění mezi odpálením hlavního a odvozeného blesku téměř zanedbatelné. Indukčnost L zapojená mezi řídicí elektrodou a katodou fototyristoru zmenšuje jeho citlivost při denním osvětlení a zachovává velkou citlivost při dynamickém zapínání světlem hlavního blesku.

V posledních letech se ve fotografii stále více uplatňují fotoblesky s automatikou umožňující jen požadované osvětlení filmu. Princip těchto automatů je, že se z kondenzátoru odebírá jen tolik energie, kolik je nezbytné ke správnému osvětlení filmu. Zbývající energie se pak použije při následujícím snímku. Výhodou tohoto řešení je, že se zkrátí časy mezi jednotlivými expozicemi (až na jednu sekundu) a zvětší se počet expozic na jedno nabití akumulátoru.

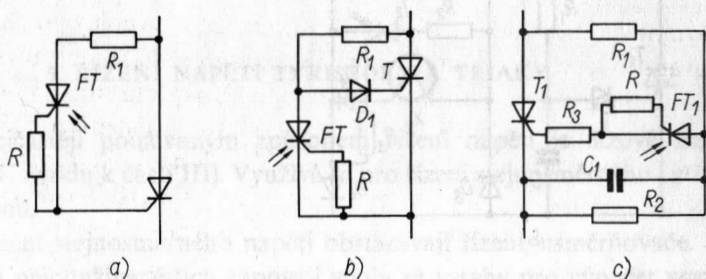
Příklad řešení takového automatu s tyristory je na obr. 118. Napětí baterie B je ve střídači PG přeměněno na střídavé napětí požadované

8.14. Zapojení s fototyristory

Jednoduchá řešení nevýkonových i výkonových samopřidrzných spínačů jsou na obr. 119. Paralelně k zátěži je připojena žárovka, která po počátečním zapnutí tyristoru řídícím signálem I_G rozsvítí a osvětluje fototyristory. Ty zůstanou v zapnutém stavu do doby, než rozepneme kontakt S.



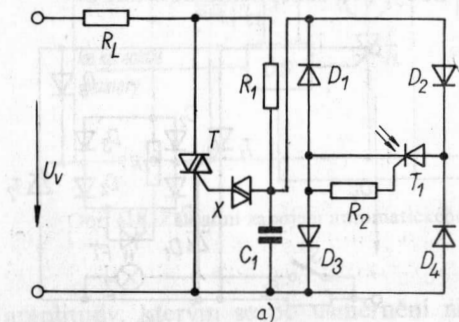
Obr. 119. Dva příklady zapojení samopřidrzných střídavých spínačů s fototyristorem



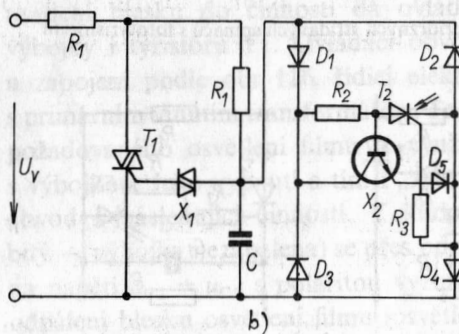
Obr. 120. Tři způsoby zapínání výkonových tyristorů fototyristory

Možnosti využití fototyristorů jako zesilovačů řídicího signálu s potřebným izolačním odporem v aplikacích výkonových tyristorů uvádí obr. 120. První dvě řešení jsou přímo použitelná v mnoha signálních a zabezpečovacích zařízeních, která jsou uváděna do činnosti při osvětlení (obr. 120a) nebo přerušení světla (obr. 120b). Jsou-li výkonové tyristory provozovány s vyššími blokovacími a závěrnými napětími, než pro jaké je možno zajistit fototyristory, použijeme zapojení podle obr. 120c. Děličem R_1, R_2 je anodové napětí výkonového tyristoru sníženo na hodnotu přípustnou pro fototyristor. Při práci v obvodech se stejnosměrným napájecím

napětím je odpor R_2 překlenut kondenzátorem C_1 , abychom dostali nezbytný proud pro zapnutí výkonového tyristoru. Při střídavém napájecím napětí se velikosti odporů R_1 , R_2 volí tak, aby po zapnutí fototyristoru T_1 procházel řídící elektrodou tyristoru T_1 proud nutný k jeho zapnutí.

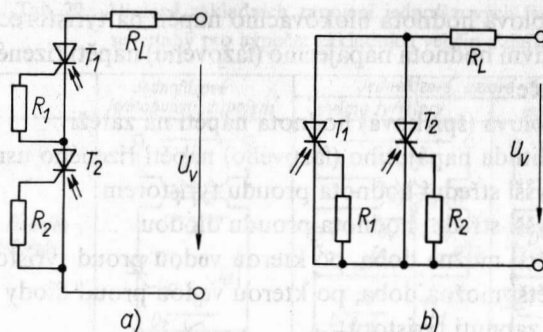


Obr. 121. Zapojení normálně zapnutého (obr. a) a normálně vypnutého (obr. b) spínače



Dvě velmi užitečné kombinace fototyristorů s triaky jsou na obr. 121. Zapojení podle obr. 121a představuje normálně zapnuté relé. Je-li ke vstupním svorkám přivedeno napětí a fototyristor T_1 není osvětlen, nabíjí se kondenzátor C_1 na hodnotu spínacího napětí diaku X a ten na začátku každé půlperiody napájecího napětí zapíná. Zátěž R_L je pod napětím až do okamžiku, kdy osvětlíme fototyristor. Ten zapne, zkratuje kondenzátor C_1 a triak vypne.

Normálně vypnuté relé je na obr. 121b. Při neosvětleném fototyristoru T_2 je ve vodivém stavu tranzistor X_2 . Kondenzátor C je tím zkratován a triak T_1 nezapíná. Při osvětlení fototyristoru vypíná X_2 a zátěž je pod napětím.



Obr. 122. Optoelektronický logický člen A (obr. a) a NEBO (obr. b)

Bistabilní činnost předurčuje fototyristory pro použití v logických obvodech. Příklad uspořádání fototyristorů při logických funkcích A a NEBO je na obr. 122.

Kromě těchto základních užití je možné nasadit fototyristory i do dalších oblastí. Některé z nich jsou uvedeny v dalších kapitolách této knihy.

9. ŘÍZENÍ NAPĚTÍ TYRISTORY A TRIAKY

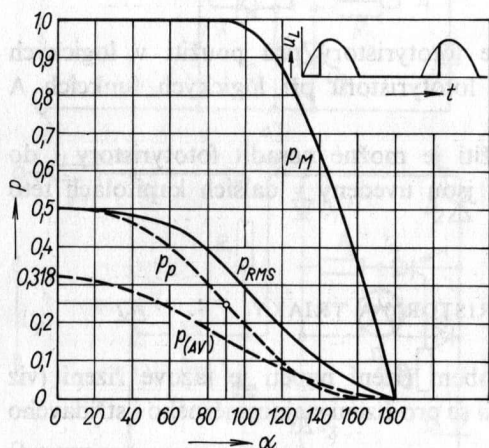
Nejčastěji používaným způsobem řízení napětí je fázové řízení (viz část C úvodu k části III). Využívá se pro řízení stejnosměrného i střídavého výkonu.

Řízení stejnosměrného napětí obstarávají řízené usměrňovače. Přehled jejich nepoužívanějších zapojení spolu se vztahy pro výpočet výstupního napětí usměrňovačů a proudového a napěťového zatížení polovodičových součástek je v tab. 29 a tab. 30.

Použité písmenové značky mají následující význam:

$U_{d(AV)}$	střední hodnota výstupního napětí nezatíženého usměrňovače
$U_{d(AV)max}$	střední hodnota výstupního napětí odpovídající úhlu zapnutí $\alpha = 0$
$U_{L(AV)}$	střední hodnota napětí na zátěži
U_L	efektivní hodnota napětí na zátěži
$U_{RM(T)}$	vrcholová hodnota závěrného napětí na tyristorech
$U_{RM(D)}$	vrcholová hodnota závěrného napětí na diodách

U_{DM}	vrcholová hodnota blokovacího napětí na tyristorech
U_v	efektivní hodnota napájecího (fázového) napětí řízeného usměrňovače
U_{LM}	vrcholová (špičková) hodnota napětí na zátěži
U_{vM}	amplituda napájecího (fázového) napětí řízeného usměrňovače
$I_{T(AV)max}$	nejvyšší střední hodnota proudu tyristorem
$I_{F(AV)max}$	nejvyšší střední hodnota proudu diodou
ψ_T	největší možná doba, po kterou vedou proud tyristory
ψ_D	největší možná doba, po kterou vedou proud diody
α	úhel zapnutí tyristorů



Obr. 123. Křivky pro výpočet
jednopulsních řízených
usměrňovačů

Pro usnadnění práce se vztahy uvedenými v tab. 29 jsou na obr. 123 a obr. 124 vyneseny závislosti některých parametrů na úhlu zapnutí α :

a) poměr vrcholové hodnoty napětí na zátěži (U_{LM}) k amplitudě napájecího napětí (U_{vM})

$$p_M = \frac{U_{LM}}{U_{vM}} \quad (44)$$

b) poměr efektivní hodnoty napětí na zátěži (U_L) k amplitudě napájecího napětí (U_{vM})

$$p_{RMS} = \frac{U_L}{U_{vM}} \quad (45)$$

Tab. 29a. Přehled základních zapojení jednofázových řízených usměrňovačů se vztahy pro výpočet základních veličin a dalšími údaji

	Jednofázové jednopulsní zapojení	Jednofázové, uzlové zapojení s	
		dvěma tyristory	jedním tyristorem
Zapojení řízeného usměrňovače			
Průběh výstupního napětí usměrňovače			
Poznámky	při $L_L \approx 0$ není nutná dioda D_1	při $L_L \approx 0$ není nutná dioda D_1	při $L_L = 0$ není nutná dioda D_1 , při $L_L \neq 0$ dioda D_1 musí mít velmi malý Q_{rr} a tyristor velmi malou t_g
jednofázové můstkové zapojení			
	s dvěma tyristory	se čtyřmi tyristory	s jedním tyristorem
Zapojení řízeného usměrňovače			
Průběh výstupního napětí usměrňovače			
Poznámky	diody D pracují zá- roveň jako nulové diody a vedou proud po dobu $\pi + \alpha$	—	při $L_L = 0$ není nutná dioda D_1 , při $L_L \neq 0$ dioda D_1 musí mít velmi malý Q_{rr} a tyristor velmi malou t_g

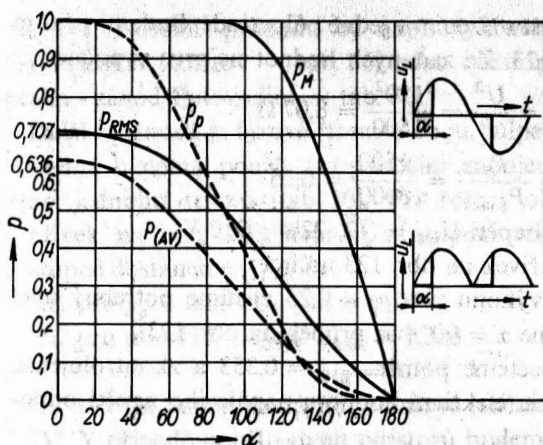
Tab. 29b. Přehled základních zapojení jednofázových řízených usměrňovačů se vztahy pro výpočet základních veličin a dalšími údaji (pokračování)

Parametr	Jednofázové		
	jednopolnsní zapojení	s dvěma tyristory	s jedním tyristorem
U_{DM}	$U, \sqrt{2}$	$2\sqrt{2}U,$	$\sqrt{2}U,$
U_{RM}	$U, \sqrt{2}$	$2\sqrt{2}U,$	0
$U_{RM(D)}$	$U, \sqrt{2}$	$\sqrt{2}U,$	$2\sqrt{2}U,$ pro $D(\sqrt{2}U, u D_1)$
$U_{d(AV)max}$	$\frac{U, \sqrt{2}}{\pi}$	$\frac{2\sqrt{2}U,}{\pi}$	$\frac{2\sqrt{2}U,}{\pi}$
$U_{d(AV)}$	$\frac{\sqrt{2}U,}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$	$\frac{\sqrt{2}U,}{\pi} (1 + \cos \alpha)$	$\frac{\sqrt{2}U,}{\pi} (1 + \cos \alpha)$
α_{max}	180°	180°	180°
$I_{T(AV)max}$	$\frac{\sqrt{2}U,}{2\pi R_L}$ pro $L_L \rightarrow \infty$	$\frac{\sqrt{2}U,}{\pi R_L}$	$\frac{2\sqrt{2}U,}{\pi R_L}$
ψ_T	180°	180°	360°
$I_{F(AV)max}$ diod D	—	—	$\frac{\sqrt{2}U,}{\pi R_L}$
$I_{F(AV)max}$ diod D_1	$0,54 \frac{\sqrt{2}U,}{\pi R_L}$	$0,26 \frac{2\sqrt{2}U,}{\pi R_L}$	$0,26 \frac{2\sqrt{2}U,}{\pi R_L}$ pro $L_L \rightarrow \infty$
ψ_D/ψ_{D_1}	—/210	—/148°	$180^\circ/148^\circ$

základní harmonická napětí zátěže	kmitočtu sítě f		$2f$	
	s dvěma tyristory		jednofázové můstkové zapojení se čtyřmi tyristory	
U_{DM}	$\sqrt{2}U_v$		$\sqrt{2}U_v$	s jedním tyristorem $\sqrt{2}U_v$
$U_{RM(TT)}$	$\sqrt{2}U_v$		$\sqrt{2}U_v$	—
$U_{RM(D)}$	$\sqrt{2}U_v$		—	$\sqrt{2}U_v$ pro D_1 i D_2
$U_{d(AV)max}$	$\frac{2\sqrt{2}U_v}{\pi}$		$\frac{2\sqrt{2}U_v}{\pi}$	$\frac{2\sqrt{2}U_v}{\pi}$
$U_{d(AV)}$	$\frac{\sqrt{2}U_v}{\pi} (1 + \cos \alpha)$		$\frac{2\sqrt{2}U_v}{\pi} \cos \alpha$ při $L_L \rightarrow \infty$	$\frac{\sqrt{2}U_v}{\pi} (1 + \cos \alpha)$
α_{max}	180°		180°	180°
$I_{T(AV)max}$	$\frac{\sqrt{2}U_v}{\pi R_L}$		$\frac{\sqrt{2}U_v}{\pi R_L}$	$\frac{2\sqrt{2}U_v}{\pi R_L}$
ψ_T	180°		180°	360°
$I_{F(AV)max}$ diod D	$\frac{\sqrt{2}U_v}{\pi R_L}$		—	$\frac{\sqrt{2}U_v}{\pi R_L}$
$I_{F(AV)max}$ diod D_1	—		—	$0,16 \frac{2\sqrt{2}U_v}{\pi R_L}$
ψ_D / ψ_{D_1}	$180^\circ / -$		$- / -$	$180^\circ / 148^\circ$
základní harmonická napětí zátěže	$2f$		$2f$	$2f$

Tab. 30. Dvě zapojení tyristorů pro řízení střídavého napětí se vztahy pro výpočet základních veličin

	Antiparalelní zapojení tyristorů, nebo triak	Tyristor v uhlopříčce můstku
Schéma zapojení		
Průběh výstupního napětí		
Poznámky	je možné použít dva tyristory, nebo jeden triak	při velké indukčnosti zátěže použijeme diody s malým komutačním nábojem a tyristor s malou vypínací dobou
U_{DM}	$\sqrt{2} U_V$	$\sqrt{2} U_V$
$U_{RM(T)}$	$\sqrt{2} U_V$	—
$U_{RM(D)}$	—	$\sqrt{2} U_V$
$U_{L \max}$	U_V	U_V
U_L	$\frac{\sqrt{2} U_V}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)}$	$\frac{\sqrt{2} U_V}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)}$
α_{\max}	180°	180°
$I_{T(AV)\max}(I_{t\max})$	$\frac{U_V}{2,2R}$; $\frac{\sqrt{2} U_V}{\pi R}$ ($\frac{U_V}{R}$ pro T')	$\frac{U_V}{1,1R}$; $\frac{2\sqrt{2} U_V}{\pi R}$
$\psi_T (\psi_{T'})$	180° (360°)	360°
$I_{F(AV)\max}$	—	$\frac{U_V}{2,2R}$; $\frac{\sqrt{2} U_V}{\pi R}$
ψ_D	—	180°
základní harmonické napětí zátěže	f	f



Obr. 124. Křivky pro výpočet dvojpulsních řízených usměrňovačů a obvodů pro řízení jednofázového střídavého napětí

c) poměr střední hodnoty napětí na zátěži ($U_{L(AV)}$) k amplitudě napájecího napětí (U_{VM})

$$P_{(AV)} = \frac{U_{L(AV)}}{U_{VM}} \quad (46)$$

d) poměr výkonu přiváděného do zátěže (P_L) k výkonu přiváděnému při úhlu $\alpha = 0 (P_{Lmax})$

$$p_P = \frac{P_L}{P_{Lmax}} \quad (47)$$

Všechny závislosti jsou vyneseny za předpokladu pouze odporové zátěže, ideálních vlastností tyristorů a pro obvody, jejichž praktická zapojení budou popisována v následujících částech této kapitoly.

Jak je možno s uvedenými závislostmi pracovat při návrhu obvodů, ukážeme na následujícím příkladu.

Odporovou pec s jmenovitým napětím 110 V a výkonem $P_L = 1500$ W potřebujeme napájet ze zdroje 220 V. Vzhledem k tomu, že při přímém připojení na zdroj 220 V by byla pec značně přetížena (výkon pece by byl $P_{Lmax} = (220/110)^2 \cdot 1500 = 4 \cdot 1500 = 6000$ W, je třeba snížit napájecí napětí. Vhodné je použití tyristorů. Úkolem je zvolit vhodný obvod a vybrat odpovídající typ tyristorů. V podstatě je možné použít fázové řízení v jedné nebo v obou půlperiodách napájecího napětí. Jak se obě možnosti vzájemně liší, ukážeme při jejich rozboru.

Uvažujme nejprve možnost s řízením v jedné půlperiodě. Budeme přitom vycházet z křivek na obr. 123. Ze zadaných hodnot nejprve vypočítáme:

$$a) \text{ odpor topení pece } R_L = \frac{U^2}{P} = \frac{110^2}{1500} = 8,07 \, \Omega$$

$$b) \text{ výkonový poměr } p_p = \frac{P_L}{P_{L_{\max}}} = \frac{1500}{6000} = 0,25$$

$$c) \text{ amplituda napájecího napětí } U_{\text{VM}} = \sqrt{2} \cdot 220 = 310 \, \text{V}$$

Pomocí těchto hodnot a křivek na obr. 123 určíme:

I. Z křivky poměrného výkonu pro $p_p = 0,25$ zjistíme potřebný úhel zapnutí tyristoru. Dostaneme $\alpha = 90^\circ$ (viz průběh na obr. 123).

II. Pro úhel $\alpha = 90^\circ$ odečteme poměr $p_{\text{RMS}} = 0,353$ a zkontrolujeme, zda dostaneme požadovanou efektivní hodnotu napájecího napětí odporové pece

$$U_L = p_{\text{RMS}} U_{\text{VM}} = 0,353 \cdot 310 = 110 \, \text{V}$$

III. Pro úhel $\alpha = 90^\circ$ zjistíme poměr $p_{(\text{AV})} = 0,16$ a z něho střední hodnota napětí na zátěži (obr. 123) je

$$U_{L(\text{AV})} = p_{(\text{AV})} U_{\text{VM}} = 0,16 \cdot 310 = 49,6 \, \text{V}$$

Tuto hodnotu lze měřit stejnosměrným voltmetrem a kontrolovat ji nastavení obvodu v provozu.

IV. Střední hodnota proudu tyristorem

$$I_{T(\text{AV})} = \frac{U_{L(\text{AV})}}{R_L} = \frac{49,6}{8,07} = 6,15 \, \text{A}$$

V. Efektivní hodnota proudu tyristorem

$$I_t = \frac{U_L}{R_L} = \frac{110}{8,07} = 13,64 \, \text{A}$$

VI. Vrcholová hodnota proudu tyristorem I_{TM} a trvalého pracovního napětí $U_{\text{DM}}, U_{\text{RM}}$

$$I_{\text{TM}} = \frac{U_{\text{LM}}}{R_L} = \frac{310}{8,07} = 38,41 \, \text{A}$$

$$U_{\text{DM}} = U_{\text{RM}} = U_{\text{VM}} = 310 \, \text{V}$$

Pro uvažované řešení volíme tyristor, který při úhlu $\alpha \leq 90^\circ$ může propouštět proud $I_{T(\text{AV})} = 6,15 \, \text{A}$, přičemž $I_t = 13,64 \, \text{A}$. Při volbě vhodného typu součástky vyjdeme z křivek, jejichž příklad je uveden na

obr. 17a. Našemu příkladu by např. vyhověl tyristor KT705 (výrobek n. p. TESLA Rožnov – tab. 36) nebo tyristor T16 (výrobek n. p. ČKD Praha - závod Polovodiče – tab. 36).

Další možností je fázové řízení v obou půlperiodách napájecího napětí. Můžeme k němu použít antiparalelní zapojení dvou tyristorů (tab. 30) nebo jednoho triaku (tab. 30). Při řešení obvodu tentokrát vyjdeme z křivek na obr. 124. Stejným postupem jako v předchozím případě postupně dostaneme

$$\text{I'. pro } p_p = 0,25 \quad \alpha = 115^\circ$$

$$\text{II'. pro } \alpha = 115^\circ \quad \text{je } p_{\text{RMS}} = 0,353$$

$$U_L = 0,354 \cdot 310 = 110 \text{ V}$$

III'. střední napětí na zátěži je nulové (střídavý souměrný průběh).

IV'. V případě použití dvou tyristorů budeme střední proud tyristorem počítat jako v předchozím případě. Pro $\alpha = 115^\circ$ najdeme v obr. 123 $p_{(\text{AV})} = U_{L(\text{AV})}/U_{\text{VM}} = 0,097$ a $U_{L(\text{AV})} = 0,097 \cdot 310 = 30,07 \text{ V}$ a střední proud jedním tyristorem

$$I_{\text{T(AV)}} = \frac{U_{L(\text{AV})}}{R_L} = \frac{30,07}{8,07} = 3,72 \text{ A}$$

V'. Při použití dvou tyristorů vypočítáme efektivní hodnotu propustného proudu procházejícího jedním tyristorem takto: Z křivek na obr. 124 zjistíme pro $\alpha = 115^\circ$ $p_{\text{RMS}} = 0,25$. Potom je

$$U_{\text{RMS}} = 0,25 \cdot 310 = 77,5 \text{ V}$$

$$I_t = \frac{77,5}{8,07} = 9,60 \text{ A}$$

Tyristory je pak třeba volit tak, aby při $\alpha \geq 115^\circ$ byl $I_{\text{T(AV)}} = 3,72$ a $I_t = 9,6 \text{ A}$. Při výběru vycházíme opět z křivek, jejichž příklad je na obr. 17a.

Při použití triaku vybíráme vhodný typ podle efektivní hodnoty propustného proudu $I_t = \frac{U_L}{R_L} = \frac{110}{8,07} = 13,64 \text{ A}$

VI'. Pro výpočet vrcholové hodnoty proudu tyristorem (triakem) zjistíme z obr. 124 velikost $p_M = 0,92$ pro $\alpha = 115^\circ$. Pro proud I_{TM} tentokrát dostaneme

$$I_{\text{TM}} = \frac{p_M U_{\text{LM}}}{R_L} = \frac{0,92 \cdot 310}{8,07} = 35,34 \text{ A. Pracovní napětí tyristoru je opět } U_D = U_R = 310 \text{ V.}$$

Z hlediska praktické stavby obvodů s fázovým řízením je z křivek na obr. 123 a obr. 124 důležitý i následující poznatek. Počáteční i koncové oblasti křivek jsou značně ploché. Proto poměrně velká změna úhlu zapnutí na začátku a konci půlperiod napájecího napětí způsobí relativně velmi malé změny výkonu na zátěži. Konkrétně to znamená, že změna úhlu zapnutí tyristorů v rozsahu 30 až 150° vyvolá změnu výkonu přiváděného ke spotřebiči v rozsahu 3 až 97% teoreticky největšího možného výkonu. To je důležité zejména pro stavbu řídicích obvodů, které (není-li to z jiných funkčních důvodů nutné) nemusíme stavět pro rozsah změny úhlu zapnutí od $\alpha = 0^\circ$ do $\alpha = 180^\circ$.

9.1. Obvody pro fázové řízení tyristorů a triaků

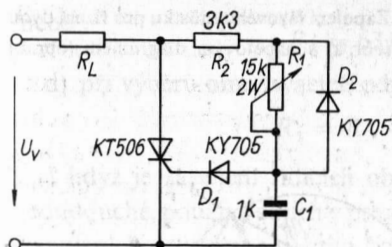
Pro časové řízení okamžiku zapnutí tyristorů a triaků se nejvíce používají

- a) obvody se členy RC ,
- b) obvody s diskrétními polovodičovými součástkami,
- c) integrované obvody.

Jejich základní zapojení spolu se vztahy pro volbu hodnot použitých součástek uvedeme v následujících částech kapitoly. V kapitolách, popisujících zapojení obvodů s fázovým řízením nebudou řídicí obvody popisovány.

A. Řídicí obvody se členy RC

Zapojení nejjednoduššího obvodu je na obr. 125. V záporné půlperiodě anodového napětí se kondenzátor C_1 nabije přes diodu D_2 na amplitudu napájecího napětí. Dioda D_1 je ve stejné době polarizována v závěrném směru a obvodem řídicí elektrody tyristoru neprochází proud. V odbíhající části záporné půlperiody a dále potom v kladné půlperiodě se kondenzátor vybíjí, ale tentokrát přes odpor R_1 . Rychlost vybíjení kondenzátoru je tak závislá na velikosti odporu R_1 a jeho přestavováním ji můžeme plynule měnit. Jakmile se kondenzátor nabije na malou kladnou hodnotu, začne proud procházet diodou D_1 a obvodem řídicí elektrody. Vzroste-li napětí na kondenzátoru na hodnotu $u_C = U_{GT} + U_F$ (U_F je úbytek napětí na diodě odpovídající proudu I_{GT}), tyristor zapne.



Obr. 125. Jednoplusní řízený usměrňovač s řídicím obvodem se členem RC; parametry obvodu byly vypočítány pro tyristor s $I_{GT} = 10 \text{ mA}$

Při výběru součástek obvodu vycházíme ze vztahů

$$R = \frac{\sqrt{2} U_v \sin \alpha_{\max} - U_{GT} - U_F}{I_{GT}} \quad [\Omega; \text{V}, \text{A}] \quad (48)$$

$$C \geq \frac{0,65}{fR} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \Omega] \quad (49)$$

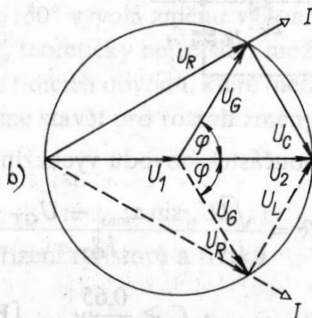
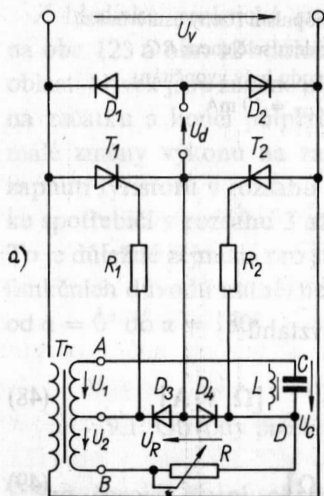
kde α_{\max} je největší úhel zapnutí, kterého chceme dosáhnout (pro většinu zapojení, kde se obvod uplatňuje postačí $\alpha_{\max} = 150^\circ$),
 f kmitočet napájecího napětí U_v .

Do skupiny řídicích obvodů se členy RC náleží i fázový můstek. Jeho schéma zapojení je na obr. 126a. Tyristory T_1 a T_2 jsou zde zapojeny do dvou větví jednofázového můstku. Diody D_3 a D_4 zapojené v diagonále fázového můstku zajišťují, že přes řídicí elektrody tyristorů bude procházet proud pouze v propustném směru. Odpory R_1 a R_2 omezují řídicí proud na potřebnou velikost.

Vlastní fázový můstek je složen z transformátoru Tr , kondenzátoru C (tlumivky L) a odporu R . Činnost obvodu přiblíží napěťový diagram na obr. 126b. Na odporu R vznikne úbytek napětí U_R , který je ve fázi s proudem I procházejícím mezi body A a B můstku. Napětí U_C (U_L) na kondenzátoru (tlumivce) je zpožděné (předbíhá) o 90° za (před) proudem I . Vektorový součet U_R a U_C (U_L) je roven napětí na sekundárním vinutí transformátoru Tr – tj. součtu napětí $U_1 + U_2$. Napětí mezi body CD určuje vektor U_G podle vektorového diagramu. Úhel φ , který svírá s vektorem napětí ($U_1 + U_2$) je roven

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \frac{U_C}{U_R} = \frac{1}{\omega CR} \quad (50)$$

Obr. 126. Zapojení fázového můstku pro řízení dvou tyristorů (obr. a) s napěťovým diagramem (obr. b)



Z toho vidíme, že změnou odporu R (nebo kapacity C ; indukčnosti L) lze měnit fázi napětí U_G – teoreticky v rozsahu 0 (pro $R = \infty$) až 180° (pro $R = 0$). Ve skutečnosti dosáhneme rozsah 20 až 150° , což je pro jednoduché aplikace postačující.

U tyristorů se zapínacími proudy do 100 mA a zapínacími napětími do 3 V lze dosáhnout spolehlivého zapínání obvodem, jehož parametry určíme takto:

a) amplitudu napětí sekundárního vinutí transformátoru ($U_1 + U_2$) = U_v volíme

$$\sqrt{2} U_v \geq 25 \text{ V} \quad (51)$$

b) velikost kapacity C (popř. indukčnosti L) vypočítáme z rovnice

$$C \geq \frac{0,32}{f(\sqrt{2} U_v - 16)} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \text{V}] \quad (52)$$

$$L \leq \frac{80}{f} (\sqrt{2} U_v - 16) \cdot 10^{-6} \quad [\text{H}; \text{Hz}, \text{V}] \quad (53)$$

c) odpor R_3 volíme tak, aby platilo

$$R_3 = \frac{1,6}{fC} \quad [\Omega; \text{Hz}, \text{F}] \quad (54)$$

nebo

$$R_3 = 63 fL \quad [\Omega; \text{Hz}, \text{H}] \quad (55)$$

d) při výběru omezovacích odporů použijeme vztah

$$R_1 = R_2 \doteq 4,2 U_v \quad [\Omega; \text{V}] \quad (56)$$

I když je zapojení řídicích obvodů se členy RC (popřípadě RL) velmi jednoduché, používá se jich v praxi jen velmi málo, a to jen v nejjednodušších zapojeních tyristorů s ručním řízením výstupního výkonu a současně tam, kde po zapnutí narůstá proud tyristorem velmi pomalu. Hlavní nevýhody řídicích obvodů se členy RC (RL) lze shrnout do následujících bodů:

I. Impulsy řídicího proudu nemají strmý nárůst, takže zapínání tyristorů není jednoznačné zejména při změnách provozní teploty.

II. Jsou velmi obtížně přizpůsobitelné pro zařízení, u nichž je žádáno samočinné řízení výstupní veličiny.

III. Součásti řídicích obvodů vycházejí rozměrné a ztrácí se v nich značný ztrátový výkon.

IV. Složitost řídicích obvodů se členy RC neúměrně vzroste, chceme-li je použít u vícefázových zapojení řízených usměrňovačů nebo u těch jednofázových zapojení, u kterých katody tyristorů nejsou zapojené do společného uzlu (tab. 29, 30).

B. Řídicí obvody s diskrétními polovodičovými součástkami

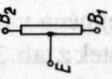
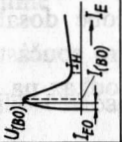
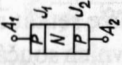
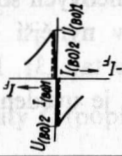
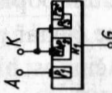

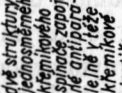
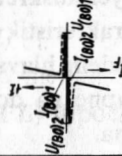
Diskrétní polovodičové součástky byly až dosud nejvíce používány pro stavbu řídicích obvodů, a to pro jednoduchá i složitá zařízení. Přehled nejčastěji používaných diskrétních polovodičových součástek spolu s průběhem hlavní charakteristiky, ukázkou v nynější době dosahovaných parametrů a přehledem hlavních užití je v tab. 31. Pro součástky, které nejsou běžně dostupné na domácím trhu, je uveden odkaz na náhradní tranzistorové schéma.

Pro snazší porozumění obvodům popisovaným v dalších částech knihy, případně obvodům, se kterými se čtenář může setkat zejména v zahraniční literatuře, popíšeme nyní stručně činnost hlavních součástek z tab. 31 a s nimi postavených jednoduchých řídicích obvodů.

a) Řídicí obvod s diodou se dvěma bázemi

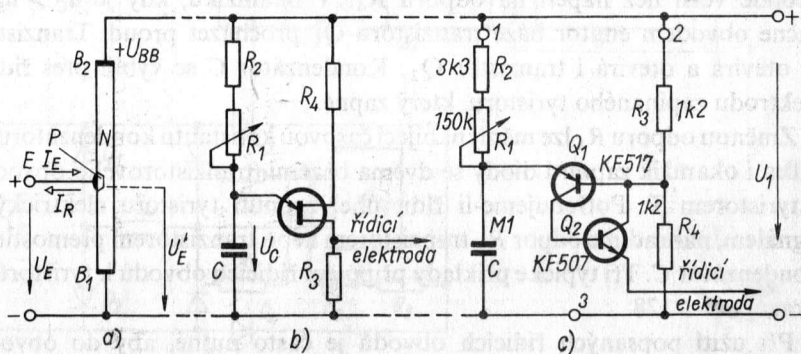
Dioda se dvěma bázemi, nazývaná také jednopřechodový tranzistor [26], je polovodičová součástka s jedním přechodem PN a se třemi elektrodami nazývanými emitor E , báze B_1 a báze B_2 . Mezi elektrodami B_1 a B_2 se

Tab. 31. Přehled součástek (a jejich základních údajů) pro stavbu řídicích obvodů tyristorů a triaků

Název součásti	Struktura křemíkové desičky	Průběh hlavní charakteristiky	Dosahované parametry	Hlavní oblasti použití	Náhradní schéma
dioda se dvěma bázeňmi (jednoduchý transistor)			U_{GS} do 30 V $I_{B0} = (2 \text{ až } 25) \mu\text{A}$ podle typu I_{FM} do 2 A $U_{B0} = (0,47 \text{ až } 0,8) U_{GS}$ podle typu	fázové řízení pulsní řízení časové členy prahové spínače	na obr. 127 c
diak			$U_{B01} = U_{B02} = 28 \text{ až } 36 \text{ V}$ $I_{B01} = I_{B02} = 200 \mu\text{A}$ $\pm I_{FM} = 2 \text{ A}$ při délce impulsu 10 μs	fázové řízení zejména triaků	v ČSSR vyrábí n.p. TESLA Ražnov pod typovým označe- ním KR205 až KR207
jednosměrný křemíkový spínač			$U_{B01} = 6 \text{ až } 10 \text{ V}$ podle typu $U_{RRM} = 30 \text{ V}$ $I_{B01} = 150 \text{ až } 500 \mu\text{A}$ $I_{FM} = \text{až } 1 \text{ A}$ při délce impulsu 10 μs	fázové řízení při nízkých napájecích napětích	na obr. 127 c soubě odpovídající svorky jsou: A \equiv 1; K \equiv 3; G \equiv 2 (obr. 127 c)
souměrný křemíkový spínač			$U_{B01} = U_{B02} = 6 \text{ až } 10 \text{ V}$ $I_{B01} = I_{B02} = 150 \text{ až } 500 \mu\text{A}$ $I_{FM} = \text{do } 1 \text{ A}$ při délce impulsu 10 μs	fázové řízení při nízkých napájecích napětích, zejména v triakových obvodech	z obr. 127 c, zapojené např. podle obr. 128 c
pláštní transistory	jako v diaku suspuřada- ním vrstev PNP nebo NPN	obr. 12 b	podle zapojení lze dosáhnout těmž libovolných parametrů	ve všech obvodech nutných pro řízení a spínání tyristorů a triaků	—

dioda chová jako odpor o velikosti 4 až 9 k Ω [25], [27]. Přivedeme-li napětí U_E a U_{BB} (obr. 127), dostaneme jeden ze dvou pracovních stavů.

a) Je-li emitorové napětí U_E menší než napětí U'_E (je to napětí rovné úbytku na části odporu báze mezi emitorem E a bází B_1), je emitorový přechod polarizován v závěrném směru a přechodem PN prochází malý závěrný proud I_R (viz voltampérová charakteristika v tab. 31).



Obr. 127. Struktura diody se dvěma bázemi (obr. a) se základním zapojením zdroje nesinusových kmitů (obr. b) a náhradním tranzistorovým obvodem

b) Vzroste-li napětí emitoru nad U'_E , bude emitorový přechod polarizován v propustném směru. Je-li proud $I_E \geq I_{(B_0)}$ (tento stav odpovídá napětí $U_E \geq U_{(B_0)}$), dioda zapne a odpor mezi svorkami E a B_1 se zmenší. Součástíou prochází velký proud I_E omezený jen zatěžovacím odporem R_3 (obr. 127b). Zmenší-li se proud I_E na velikost vratného proudu I_H , dioda se vrací do vypnutého stavu a děj se opakuje.

Napětí $U_{(B_0)}$, při kterém daná součástka zapíná, je závislé na mezi-bázovém napětí U_{BB} podle rovnice

$$U_{(B_0)} = \eta U_{BB} + U_F \quad (57)$$

Konstanta η je závislá na konstrukci diody a u běžných typů se pohybuje v rozsahu 0,5 až 0,8. Napětí U_F představuje úbytek na emitorovém přechodu a jeho typická hodnota při teplotě 25 °C je 0,5 V.

Činnost diody se dvěma bázemi a jejího tranzistorového náhradního obvodu je patrná z obr. 127b, c. Napětí emitoru U_E se rovná napětí na kondenzátoru C , který se nabíjí přes proměnný odpor $R = R_1 + R_2$. Dosáhne-li napětí u_c hodnoty $U_{(B_0)}$, dioda zapíná a vybíjí kondenzátor C

přes odpor R_3 a paralelně k němu připojený obvod řídící elektrody tyristoru. Tyristor zapíná, napětí na řídícím obvodu klesá na zanedbatelnou hodnotu a obvod je připraven pro novou činnost v následující půlperiodě.

Náhradní tranzistorový obvod sestává ze dvou komplementárních tranzistorů (PNP a NPN). Obvod pracuje takto. V každé půlperiodě napájecího napětí se kondenzátor C nabíjí tak dlouho, dokud jeho napětí nebude větší než napětí na odporu R_4 . V okamžiku, kdy je $u_C > u_{R4}$, začne obvodem emitor báze tranzistoru Q_1 procházet proud. Tranzistor se otevírá a otevírá i tranzistor Q_2 . Kondenzátor C se vybíjí přes řídící elektrodu zapínaného tyristoru, který zapne.

Změnou odporu R_1 lze měnit nabíjecí časovou konstantu kondenzátoru C a tím i okamžik zapnutí diody se dvěma bázemi (tranzistorového obvodu) s tyristorem T . Potřebujeme-li řídit úhel zapnutí tyristoru elektrickým signálem, nahradíme odpor R_1 tranzistorem nebo tranzistorem přemostíme kondenzátor C . Tři typické příklady připojení řídících obvodů k tyristorům ukazuje obr. 128.

Při užití popsaných řídících obvodů je často nutné, aby do obvodu řídících elektrod zapínaných součástek dodávaly impulsy (viz další části a také kap. 8), jejichž kmitočet je mnohem větší než kmitočet napájecího napětí. Tuto činnost mohou řídící obvody s diodou se dvěma bázemi, případně s dvoutranzistorovým náhradním obvodem zajistit, budou-li současně splněny podmínky

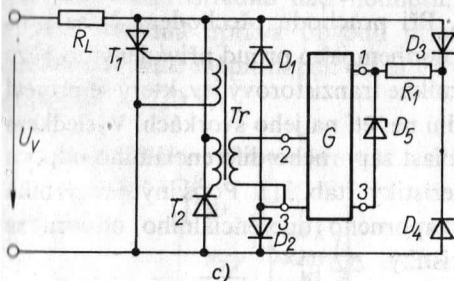
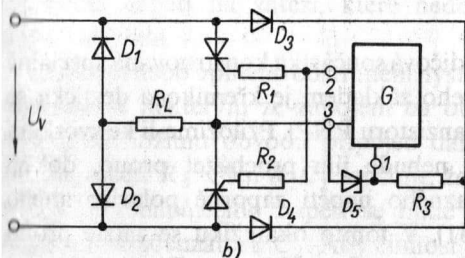
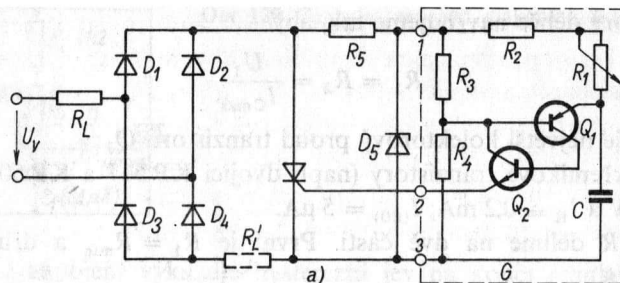
$$R_{\max} < \frac{U_1 - U_{(B0)}}{I_{(B0)}} \quad [\Omega; V, A] \quad (58)$$

$$R_{\min} > \frac{U_1 - U_H}{I_H} \quad [\Omega; V, A] \quad (59)$$

kde U_1 je napájecí napětí obvodu,
 $U_{(B0)}(I_{(B0)})$ spínací napětí (proud) diody se dvěma bázemi nebo tranzistorového obvodu,
 $U_H(I_H)$ vratný proud diody se dvěma bázemi nebo tranzistorového obvodu.

Při splnění těchto podmínek bude kmitočet generovaných impulsů roven

$$\frac{1}{f} = T = RC \ln \frac{1}{1 - \eta} \quad (60)$$



Obr. 128. Připojení tranzistorového řídicího obvodu z obr. 127

k tyristoru, který není zatěžován závěrným napětím (obr. a);
k obvodu, kde tyristory mají společné katody (obr. b); do obvodu, kde jsou katody tyristorů galvanicky oddělené (obr. c). Generátor G má společné zapojení a hodnoty součástek podle obr. 127. Převod transformátoru v obr. c je 1 : 1 : 1

U zdrojů s diodou se dvěma bázemi je možné podmínky (58); (59) snadno zkontrolovat na základě parametrů udávaných v katalozích součástek (tab. 31). U tranzistorových obvodů je to obtížnější, neboť tyto parametry je třeba pro danou kombinaci tranzistorů zjišťovat náročným měřením. Pro návrh obvodů se současnými křemíkovými tranzistory postačí dodržovat zásady:

a) Tranzistor Q_2 vybíráme tak, aby měl co nejmenší proudový zesilovací činitel.

b) Odpory děliče navrhujeme tak, aby

$$R_1 = R_2 = \frac{U_1}{I_{C\max}} \quad (61)$$

kde $I_{C\max}$ je největší kolektorový proud tranzistoru Q_2 .

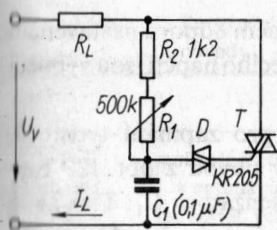
c) Pro křemíkové tranzistory (např. dvojici KP 517 a KP 507) volíme $U_H \doteq 0,6 \text{ V}$ a $I_H \doteq 0,2 \text{ mA}$; $I_{(B0)} = 5 \mu\text{A}$.

Odpor R dělíme na dvě části. První je $R_1 = R_{\min}$ a druhá $R_2 = R_{\max} - R_{\min}$.

C. Řídicí obvod s diakem

Diak je dvuelektrodová polovodičová součástka konstruovaná speciálně pro zapínání tyristorů a triaků. Jeho základem je křemíková destička se strukturou PNP (stejnou jako u tranzistoru PNP). Přiložíme-li ke svorkám diaku napětí libovolné polarity, nebude jím procházet proud, dokud napětí nedosáhne hodnoty průrazného napětí záporně polarizovaného přechodu PN (např. J_1 – tab. 31). V tomto okamžiku se začne proud záporně polarizovaným přechodem rychle zvětšovat. Závěrný proud přechodem J_1 bude procházet i přechodem J_2 , který je přiloženým napětím polarizován v propustném směru. Při průchodu přechodem J_2 se procházející proud zachová stejným způsobem jako proud přiváděný do báze tranzistoru. V třívrstvé struktuře vznikne tranzistorový jev, který se projeví zvětšením proudu diakem a snížením napětí na jeho svorkách. Výsledkem působení tranzistorového jevu je oblast záporného diferenciálního odporu v průběhu voltampérové charakteristiky (tab. 31). Popsaný jev vzniká u obou přechodů PN a oblast záporného diferenciálního odporu se vyskytuje v obou větvích charakteristiky.

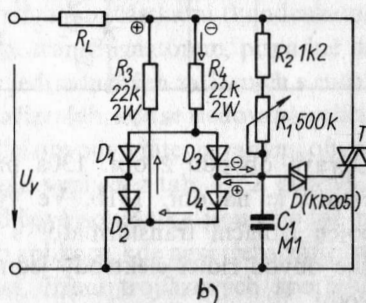
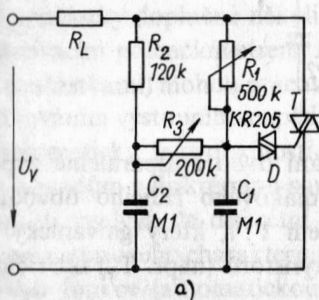
Základní zapojení řídicího obvodu s diakem je na obr. 129. Je-li na potenciometru R_1 nastaven malý odpor, nabíjí se kondenzátor C_1 velmi rychle na začátku každé půlperiody napájecího napětí. V okamžiku, kdy napětí u_C vzroste na hodnotu spínacího napětí $U_{(B0)1}$ nebo $U_{(B0)2}$ (tab. 31 podle polarity napětí U_v), diak zapne a vybije kondenzátor C_1 do obvodu řídicí elektrody triaku. Vybíjecí proud zapne triak na začátku půlperiody napájecího napětí a zůstane v zapnutém stavu do následujícího průchodu proudem I_L nulou. Zvětšením odporu nastaveném na odporu R_1 se okamžik zapnutí triaku posune (úhel zapnutí α se zvětší) a napětí na zátěži R_L klesne.



Obr. 129. Základní zapojení diakového řídicího obvodu

Popsané zapojení vykazuje hysterezní jev na konci regulačního rozsahu – v oblasti nízkých napětí na zátěži. Je se projevuje skokovými změnami napětí na zátěži, které nedovolí plynulé snížení výstupního napětí na nulu.

Omezení nebo úplného odstranění hysterezního jevu předchozího obvodu dosáhneme některým ze zapojení na obr. 130. U zapojení na obr. 130a je k předchozímu obvodu připojen další R_2C_2 obvod přes nastavovací potenciometr R_3 . Člen R_2C_2 zajišťuje, že po zapnutí diaku na konci každé půlperrody napájecího napětí se bude kondenzátor C_1 částečně znovu nabíjet z kondenzátoru C_2 . Aby činnost přidavného obvodu byla správná, je zapotřebí při nastaveném maximálním odporu R_1 nastavit potenciometr R_3 bezprostředně nad hodnotu, při které již dochází k zapnutí triaku. Popsaná úprava obvodu přináší takové zlepšení vlastností, že můžeme plynule měnit napětí na zátěži v rozsahu 5 až 95 % při napájecím napětí $U_v = 220 \text{ V}$.

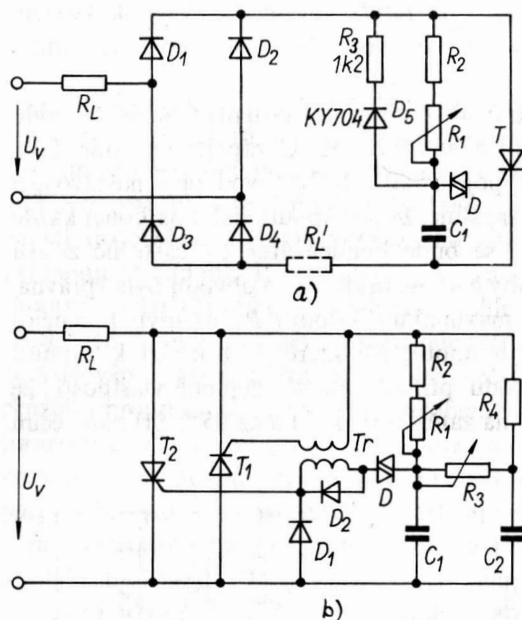


Obr. 130. Zapojení diakových řídicích obvodů pro široký rozsah fázového řízení

Úplného odstranění hystereze dosáhneme obvodem podle obr. 130b. Při této úpravě se na konci každé půlperrody napájecího napětí kondenzátor vybíjí, takže nabíjení v následující půlperiodě začíná vždy ze stejného

(téměř nulového) výchozího napětí, a to při libovolném odporu nastaveném na potenciometru R_1 . Pro jednotlivé polarizace napájecího napětí jsou vybíjecí cesty kondenzátoru vyznačeny šipkami.

Na obr. 131 jsou dva příklady použití diaků pro zapínání tyristorů. Zapojení podle obr. 131a představuje jednoduchý obvod z obr. 129 rozšířený o vybíjecí obvod (dioda D_5 , odpor R_3) kondenzátoru C_1 . Tím, že se kondenzátor na konci každé půlperrody vybije, nelyžazuje obvod hysterezi a jeho řídící vlastnosti jsou dobré.



Obr. 131. Použití diakových obvodů z obr. 129 a 130 pro řízení tyristorů

Úprava obvodu z obr. 130a pro spínání dvou antiparalelně zapojených tyristorů je na obr. 131b. Ve výstupu diakového řídícího obvodu je zapojen izolační transformátor s převodem 1:1, který galvanicky odděluje obvod řídící elektrody jednoho z tyristorů (např. T_1) od řídícího obvodu.

D. Řídící obvody s integrovanými obvody

V posledních letech se pro fázové řízení rychle rozšiřují monolitické integrované obvody. Jde o polovodičové stavební součástky, u nichž je v jedné křemíkové destičce vyrobená větší část řídícího obvodu.

Tab. 32. Porovnání řídicích obvodů s diskretními součástkami a integrovanými obvody

	Přednosti	Nevýhody
Diskretní součástky	<p>možnost zhotovit jakýkoli řídicí obvod v optimálním zapojení</p> <p>lze stavět velmi jednoduché jednofázové obvody pro ruční řízení</p> <p>jednoduché řídicí a spínací obvody jsou levné</p> <p>možnost výroby velkých sérií (u většiny součástek z tab. 36)</p> <p>jednoduchá a levná technologie součástek</p> <p>libovolný výkon výstupních součástek</p>	<p>obvody pro náročnější funkce a vícefázová zapojení jsou složité a drahé</p> <p>obtížnější objasňování poruch ve složitějších obvodech</p> <p>řídicí obvody vycházejí rozměrnější a mají větší hmotnost</p> <p>příkon řídicích obvodů je větší pro hromadnou výrobu obvodů drahé</p>
Integrované obvody	<p>na jedné křemíkové destičce jsou celé funkční celky</p> <p>nízká cena při sériové výrobě</p> <p>jednoduchá a levná výroba řídicích obvodů</p> <p>malé rozměry a hmotnost obvodů</p> <p>snadná údržba obvodů</p> <p>velká spolehlivost</p> <p>v hybridním provedení lze spojit vlastnosti diskretních i monolitických součástek</p>	<p>omezená výkonová zatížitelnost v monolitickém provedení</p> <p>vysoká cena při výrobě malých sérií</p> <p>zatím omezený sortiment</p> <p>menší univerzálnost, zejména pro levné a funkčně nenáročné aplikace</p>

Tyto součástky doplněné několika pasívními součástkami (kondenzátory, nastavovacím potenciometrem, izolačním transformátorem, případně dalšími součástkami) mohou pracovat jak v jednoduchých zařízeních s ručním nastavováním výstupního napětí, tak v zařízeních, kde se sledovaná veličina řídí automaticky. Jaké přednosti mají řídicí obvody s integrovanými obvody proti obvodům s diskretními součástkami, vyplývá z tab. 32. Z porovnání vlastností vyplývá, že diskretní polovodičové součástky jsou vhodné pro zařízení nesériového charakteru, dále pro aplikace, kde není třeba zajišťovat složitější funkce (automatickou regulaci, řízení trojfázových spotřebičů atd.) a konečně tam, kde je potřeba jednoduchý zdroj výkonových řídicích impulsů.

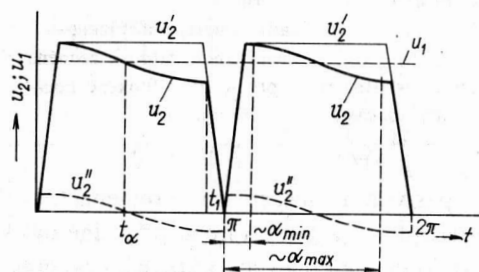
Podle způsobu napájení lze integrované obvody rozdělit do dvou skupin:

a) Integrované obvody se závislým napájením — jejich součástí je usměrňovač (případně i stabilizátor), který dodává stejnosměrné napětí

všem ostatním obvodům. Zdroj střídavého napájecího napětí je společný pro výkonový i integrovaný obvod; oba obvody jsou pak v provozech vesměs galvanicky propojené. Do této skupiny patří integrované obvody určené k řízení výkonu zejména pro jednofázové spotřebiče. Použití ve vícefázových střídavých obvodech nebo v obvodech řízených usměrňovačů je možné, ale přináší určité obtíže, zvlášť je-li žádáno automatické udržování regulované veličiny.

b) Integrované obvody s nezávislým napájením — k napájení integrovaných obvodů slouží samostatný zdroj stejnosměrného napětí. To komplikuje a zdražuje jednoduchá, zejména jednofázová zařízení. Výhodné jsou pro vícefázové aplikace, neboť jednotlivé integrované obvody lze vesměs jednoduše vzájemně galvanicky propojovat. Tyto integrované obvody lze použít v zařízeních s ručním řízením i automatickou regulací.

V následující části popíšeme jen zástupce první skupiny, se kterým budou v další části uvedena praktická zapojení. Jde o integrovaný obvod MAA436 vyráběný n. p. TESLA Rožnov. S příklady integrovaných obvodů ze druhé skupiny se může čtenář seznámit v literatuře [28].



Obr. 132. Průběhy napětí pro vysvětlení činnosti řídicího obvodu MAA436 (schéma zapojení je na obr. 133)

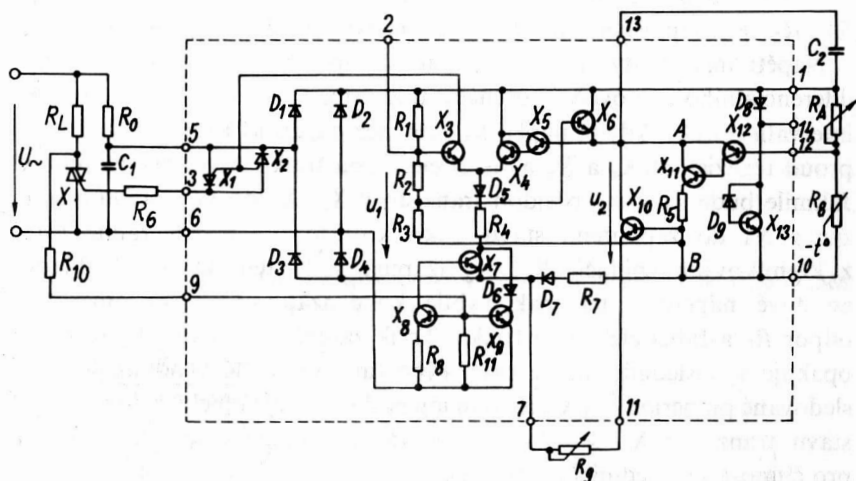
Fázového posuvu řídicích impulsů se dosahuje způsobem patrným z průběhů na obr. 132. Referenční napětí u_1 se porovnává s napětím u_2 , které se rovná součtu dvou průběhů:

a) Lichoběžníkového (u'_2 — obr. 132); jeho amplituda je úměrná napětí, které je na vstup integrovaného obvodu přiváděno z nastavovacího potenciometru (při ručním řízení výkonu) nebo z výstupu operačního zesilovače (při automatickém řízení výkonu).

b) Kosinusového (u''_2 — obr. 132); jeho amplituda se podle požadavku dané aplikace dá měnit, a určuje citlivost řídicího obvodu ke vstupnímu signálu nebo, jinak řečeno, průběh závislosti úhlu zapnutí triaku na

vstupním signálu. U dané aplikace pracující v určitých provozních podmínkách je napětí u_2' neměnné.

V časovém okamžiku t_x (obr. 132), kdy mají napětí u_1 a u_2 stejnou okamžitou hodnotu, dodává integrovaný obvod řídicí impuls. Změnou amplitudy lichoběžníkového průběhu napětí (u_2'), nebo změnou referenčního napětí u_1 v rozsahu dvou amplitud napětí u_2 lze měnit úhel zapnutí triaku v rozsahu α_{\min} až α_{\max} . Výhodou tohoto způsobu řízení je, že umožňuje dosáhnout téměř lineární závislosti mezi napětím na zátěži triaku (tyristorů) a výstupním napětím integrovaného obvodu.



Obr. 133. Schéma zapojení integrovaného obvodu MAA436

Schéma zapojení obvodu MAA436 je na obr. 133. Pro usnadnění výkladu jeho činnosti jsou zde zakresleny i vnější součástky nutné např. pro regulaci teploty, kdy funkci odporu R_B plní termistor.

Napájecí napětí pro obvod je odebíráno přímo z výkonové sítě přes omezovací odpor R_0 . Střídavé napájecí napětí je usměrňováno jedno-fázovým můstkem (D_1 až D_4) a stabilizováno obvodem složeným z diody D_8 , Zenerovy diody D_9 a tranzistoru X_{13} . Od vzniklého lichoběžníkového průběhu napětí, které lze změřit na svorkách 1 a 10, je odvozeno jak referenční napětí (u_1), tak napětí u_2' .

Zmíněné složky napětí u_2 jsou vytvářeny obvodem, jehož hlavními součástkami jsou tranzistory X_{10} , X_{11} a X_{12} , kondenzátor C_2 a zdroj

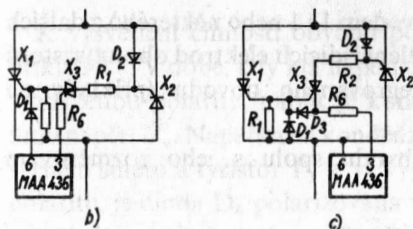
vstupního signálu. V našem případě (obr. 133) odporový dělič R_A , R_B . Amplitudu lichoběžníkového průběhu určuje vstupní napětí odebírané z odporového děliče R_A a R_B . Úměrně jeho velikosti se nabíjí kondenzátor C_2 a mění se i napětí mezi obvody A a B. Úbytek napětí vytvořený procházejícím proudem na odporu R_7 otevírá tranzistor X_{10} a jeho kolektorový proud dobíjí kondenzátor C_2 . Protože proud odporem R_7 má pulsusový průběh, bude kolektorové napětí tranzistoru X_{10} , a tedy i napětí mezi body A a B kolísat podle kosinusovky. Její amplituda nastavitelná potenciometrem R_9 je nezávislá na vstupním napětí.

Referenční napětí (u_1 — obr. 132) je získáváno z odporového děliče R_1 , R_2 , R_3 napájeného napětím stabilizovaným Zenerovou diodou D_9 .

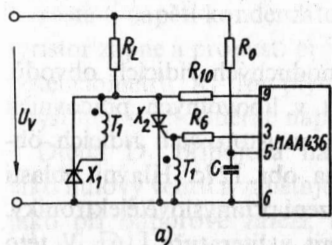
Napětí mezi body A, B a referenční napětí je přiváděno na vstupy diferenciálního zesilovače tvořeného tranzistory X_3 , X_4 a X_5 . V časovém intervalu 0 až t_a , kdy je napětí u_2 větší než napětí u_1 (obr. 132), povedou proud tranzistory X_4 a X_5 a řídicí elektroda triaku X nedostává impuls. Jakmile bude $u_2 < u_1$, přejdou tranzistory X_4 , X_5 do vypnutého a tranzistor X_3 do zapnutého stavu. Jako kolektorový proud zapne jeden z křemíkových spínačů X_1 , X_2 (zapíná vždy ten, který má kladné anodové napětí) a ten pak vybijí kondenzátor C_1 přes omezovací odpor R_6 a řídicí elektrodu triaku. Triak zapíná a popsany děj se znovu opakuje v následující půlperiodě. Před tím však ještě v odbíhající části sledované půlperiody (tj. v časovém intervalu $\langle t_1; \pi \rangle$) přechází do vodivého stavu tranzistor X_6 a vybijí kondenzátor C_2 , který je tak připraven pro činnost v následující půlperiodě.

Popsaný obvod má blokovací část, která zajišťuje, že řídicí impulsy mohou vzniknout jen v době, kdy je triak ve vypnutém stavu. Je sestavena z tranzistorů X_7 , X_8 , X_9 a diody D_6 . Na bázi tranzistorů X_8 a X_9 je přes omezovací odpor R_{10} přivedeno anodové napětí triaku. Prochází-li triakem proud, bude bázové napětí tranzistorů X_8 a X_9 velmi nízké a ty zůstanou ve vypnutém stavu. Emitorový obvod tranzistoru X_3 a X_4 je rozpojen a diferenciální zesilovač nemůže plnit svoji funkci. V okamžiku, kdy triak vypne, zapne tranzistor X_8 a X_7 (má-li napětí svorky 9 zápornou polaritu vzhledem ke svorce 6) nebo X_9 (je-li napětí svorky 9 kladné) a diferenciální zesilovač může uvádět do činnosti křemíkové spínače X_2 nebo X_1 .

Integrovaný obvod MAA436 je možno použít i pro spínání dvou antiparalelně zapojených tyristorů. V takovém případě je třeba použít



Obr. 134. Tři příklady zapínání antiparalelně zapojených tyristorů pomocí integrovaného obvodu MAA436. Pro zapínání tyristoru X_2 v zapojení c) se využívá závěrný proud tyristoru X_3 zvětšený tranzistorovým jevem [3] při průchodu kladného řídícího impulsu



Tab. 33. Základní parametry a rozměrový náčrtek monolitického integrovaného obvodu MAA436

Parametr	Typ MAA436
rozsah střídavých napájecích napětí	24 až 240 V
stejnoseměrné napájecí napětí	—
amplituda napájecího proudu	± 36 mA
amplituda řídicích impulsů	max. ± 150 mA
rozsah fázového řízení	30 až 150°
největší střední ztrátový výkon	—
rozsah pracovních teplot okolí	- 40 až + 85 °C
rozměrový náčrtek	<p>The technical drawing shows two views of the module. The top view is a rectangle with a length of 20 mm and a width of 8 mm. The side view shows a height of 7.6 mm. The module has a series of pins along the bottom edge.</p>

izolační transformátor (obr. 134a) s převodem 1 : 1 nebo některého z dalších zapojení umožňujících galvanické oddělení řídicích elektrod obou tyristorů a zesílení výstupního signálu z integrovaného obvodu (příklady na obr. 134).

Základní parametry popsaného obvodu spolu s jeho rozměrovým náčrtem jsou v tab. 33.

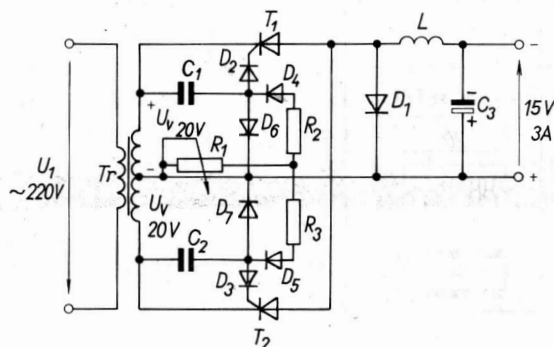
E. Tranzistorové řídicí obvody

Tranzistorů lze použít jak ke stavbě jednoduchých řídicích obvodů, tak pro náročná zapojení schopná pracovat v libovolných pracovních podmínkách. Představitelem jednoduchých tranzistorových řídicích obvodů je náhrada diody se dvěma bázemi na obr. 127c. Hlavní oblastí užití tranzistorových řídicích obvodů jsou zařízení průmyslové elektroniky. S jejich představiteli se může čtenář seznámit v literatuře [16]. V této knize nejsou podrobněji popisovány, neboť nejsou v dále uváděných zapojeních používány.

10. ZAPOJENÍ OBVODŮ S FÁZOVÝM ŘÍZENÍM

10.1. Zdroje proměnného stejnosměrného napětí

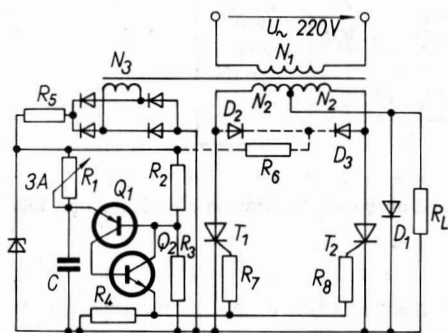
Schéma zapojení řízeného usměrňovače, s nímž lze dosáhnout plynulé změny výstupního napětí v rozsahu 3 : 1 je na obr. 135. K fázovému řízení je použito členů RC s jedním společným ovládacím potenciometrem R_1 pro oba tyristory T_1, T_2 .



Obr. 135. Dvoupulsní řízený usměrňovač s ručním ovládním
(hodnoty použitých součástek
 R_1 – 10 k Ω /2 W;
 R_2, R_3 – 2,2 k Ω /1 W;
 C_1, C_2 – 4 μ F;
 C_3 – 2000 μ F/30 V;
 D_2 až D_6 – 0,5 A/50 V;
 D_1 – 1 A/50 V; L – 5 H)

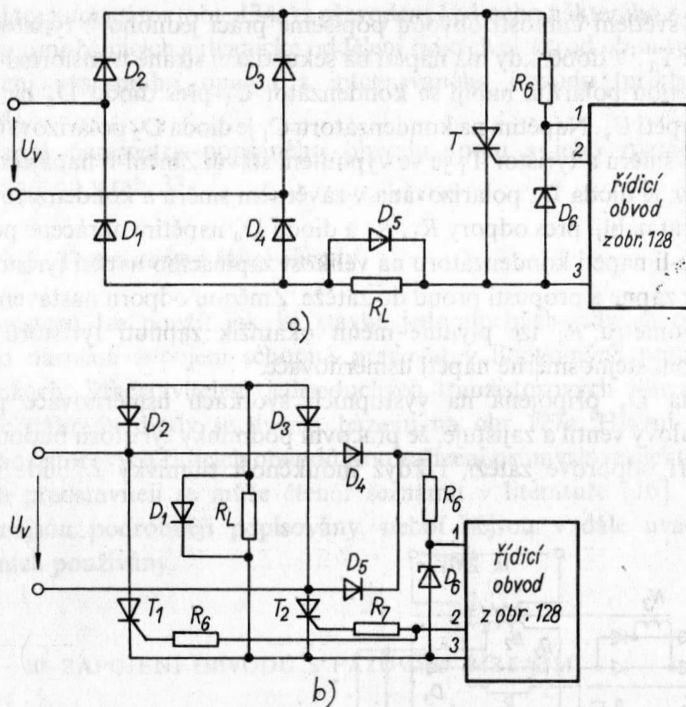
K vysvětlení činnosti obvodu popíšeme práci jednoho z tyristorů, například T_1 . V době, kdy má napětí na sekundární straně transformátoru Tr vyznačenou polaritu, nabíjí se kondenzátor C_1 přes diodu D_6 na amplitudu napětí U_v . Napětím na kondenzátoru C_1 je dioda D_2 polarizována v závěrném směru a tyristor T_1 je ve vypnutém stavu. Změní-li napájecí napětí polaritu, je dioda D_6 polarizována v závěrném směru a kondenzátor C_1 se tentokrát nabíjí přes odpory R_1, R_2 a diodu D_4 napětím obrácené polarity. Vzroste-li napětí kondenzátoru na velikost zapínacího napětí tyristoru T_1 , tyristor zapne a propustí proud do zátěže. Změnou odporu nastaveného na potenciometru R_1 lze plynule měnit okamžik zapnutí tyristorů a tím i výstupní stejnosměrné napětí usměrňovače.

Dioda D_1 připojená na výstupních svorkách usměrňovače pracuje jako nulový ventil a zajišťuje, že pracovní podmínky tyristorů budou stejné jako při odporové zátěži, i když indukčnost tlumivky L bude značně velká.



Obr. 136. Dvojpulsní řízený usměrňovač ovládaný tranzistorovým zdrojem řídicích impulsů (obr. 127)

Jiné zapojení dvojpulsního řízeného usměrňovače je na obr. 136. K fázovému řízení okamžiku zapnutí tyristorů T_1, T_2 se používá tranzistorová náhrada diody se dvěma bázemi (obr. 127). K napájení tranzistorového generátoru slouží pomocné sekundární vinutí N_3 (s napětím alespoň 60 V) v tom případě, že napájecí napětí tyristorů je nižší než 60 V. Je-li toto napětí vyšší, vinutí N_3 není nutné a řídicí obvod napájíme z pomocného dvoupulsního usměrňovače tvořeného diodami D_2, D_3 . Napájí-li se řídicí obvod z nižšího napětí, dává impulsy se značně proměnnou amplitudou, a to na začátku a konci každé půlperiody, čímž se rozsah fázového řízení zmenší.



Obr. 137. Dva způsoby fázového řízení jednofázového můstku řídicím obvodem z obr. 128a

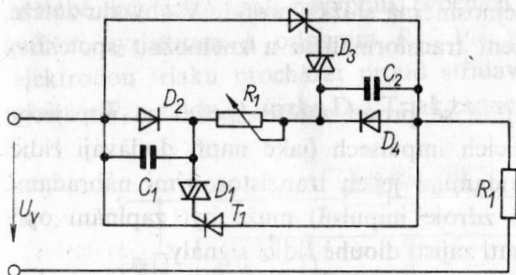
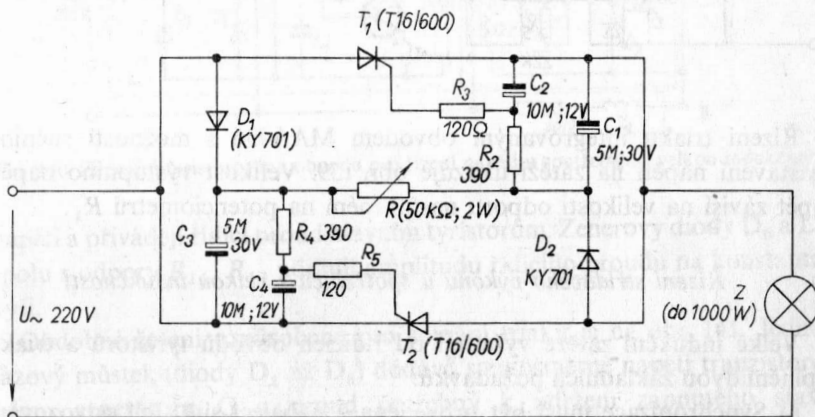
Řídicí obvod s tranzistorovou náhradou diody se dvěma bázemi lze použít i k nastavování okamžiku zapnutí tyristorů v můstkovém zapojení usměrňovače. Dvě typická zapojení jednofázového můstku jsou na obr. 137. Tranzistorové řídicí obvody jsou zde zakresleny jen blokově.

10.2. Řízení střídavého výkonu

Pro řízení střídavého výkonu se tyristory a triaky zapojují stejným způsobem, jako v obvodech bezkontaktních střídavých spínačů (kap. 8).

Jedno z nejjednodušších zapojení často používané pro řízení svítivosti malých žárovek je na obr. 138a. Posuv okamžiku zapnutí tyristorů T_1 a T_2 zajišťují členy RC s potenciometrem R . Při nastavení největšího odporu

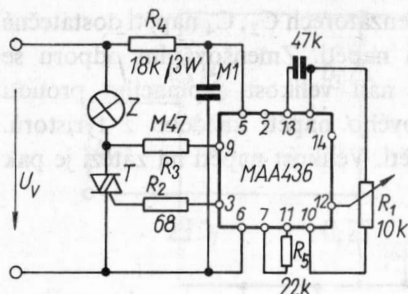
na potenciometru se nevytvoří na kondenzátorech C_2 , C_4 napětí dostatečné k zapnutí tyristorů a na zátěži není napětí. Zmenšováním odporu se amplituda řídicího proudu zvětšuje nad velikost zapínacího proudu v průběhu kladné půlperiody anodového napětí každého z tyristorů. Tyristory zapnou a na žárovce je napětí. Velikost napětí na zátěži je pak tím větší, čím menší odpor nastavíme.



Obr. 138. Dva jednoduché obvody pro řízení střídavého napětí

Náhradou členů RC diakovým řídicím obvodem dostaneme řešení na obr. 138b. Obvod se v podstatě skládá ze dvou jednoduchých řídicích obvodů uvedených na obr. 129. Zapojení se nevyznačuje hysterezním jevem při přestavování odporu potenciometru z maximální hodnoty na minimální.

Pro řízení střídavého napětí se často používají triaky. K jejich řízení se používá některý z diakových obvodů uvedených na obr. 130.



Obr. 139. Zapojení integrovaného obvodu MAA436 pro ruční řízení střídavého napětí

Řízení triaku integrovaným obvodem MAA436 s možností ručního nastavení napětí na zátěži ukazuje obr. 139. Velikost výstupního napětí opět závisí na velikosti odporu nastaveném na potenciometru R_1 .

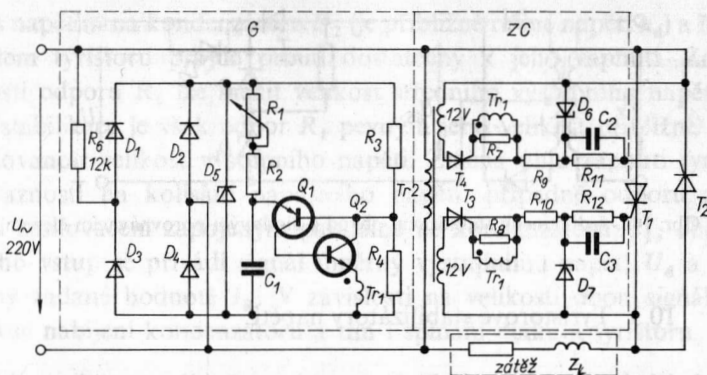
Řízení střídavého výkonu u spotřebičů s velkou indukčností

Velké indukční zátěže vyžadují od řídicích obvodů tyristorů a triaků splnění dvou základních požadavků:

a) Synchronizace musí být provedena z napájecí sítě. Její odvozování z anodového napětí tyristorů (triaků) může mít za následek nesouměrné řízení, jehož výsledkem je stejnosměrná složka proudu v obvodu zátěže, která může způsobit přesycení transformátoru a znemožnit spolehlivý chod zařízení.

b) Vlivem indukčnosti zátěže se proud zátěže zpozdí za napájecím napětím a při krátkých řídicích impulsích (jaké např. dodávají řídicí obvody s dvoubázovými diodami a jejich tranzistorovými náhradami, případně diakové nebo jiné zdroje impulsů) může být zapínání opět nespolehlivé. Spolehlivé zapnutí zajistí dlouhé řídicí signály.

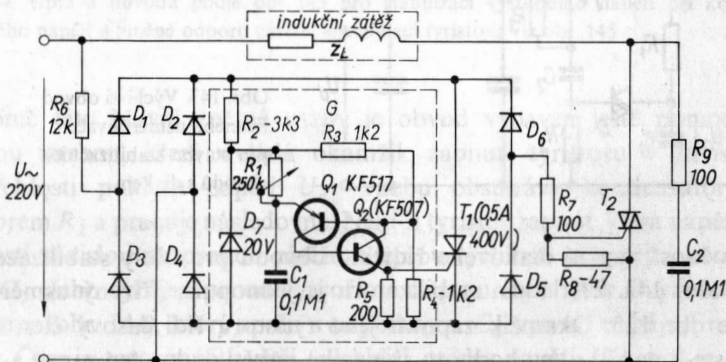
Dva obvody schopné splnit tyto požadavky jsou na obr. 140 a 141. Zapojení podle obr. 140 používá ke spínání výkonu pro zátěž Z_L dvou antiparalelně zapojených tyristorů. Řídicí impulsy pro ně dodává kombinovaný obvod složený z tranzistorového generátoru G a zesilovacího členu ZC s nevýkonovými tyristory T_3 , T_4 . Tranzistorový generátor zajišťuje vlastní fázové zpoždění okamžiku zapnutí výkonových tyristorů (viz text k obr. 127). Proudové impulsy, které dodává, jsou prostřednictvím impulsního transformátoru Tr_1 převáděny k řídicím elektrodám pomocných tyristorů T_3 a T_4 , které zapínají v příslušné kladné půlperiodě anodového



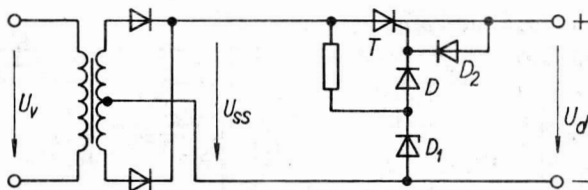
Obr. 140. Zapojení tyristorového obvodu pro řízení napětí u spotřebičů s velkou indukčností

napětí a přivádějí řídicí proud hlavním tyristorům. Zenerovy diody D_6 a D_7 spolu s odpory R_{11} , R_{12} udržují amplitudu řídicího proudu na konstantní výši.

Obdobné řešení uzpůsobené pro spínání triaku je na obr. 141. Jedno-fázový můstek (diody D_1 až D_6) dodává stejnosměrné napětí tranzistorovému generátoru G a proud potřebný k udržení zapnutého stavu tyristoru T_1 . Dodává-li tranzistorový obvod řídicí impulsy tyristoru T_1 v době, kdy ještě triak nevypnul, prochází proud můstkovým usměrňovačem, tyristorem a odporem R_1 . Při vypnutém triaku bude řídicí elektrodou triaku procházet proud střídavě přes diody D_1 (nebo D_3), tyristor T_1 a diodu D_5 (nebo D_6). Triak zapne a zátěž bude procházet proud.



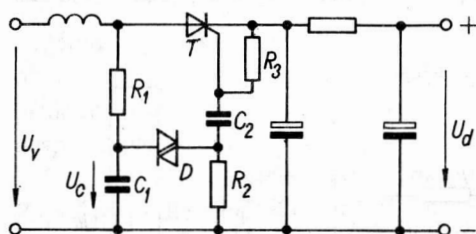
Obr. 141. Zapojení fázově řízeného zdroje s triakem pro spotřebiče s velkou indukčností



Obr. 142. Jednoduchý stabilizační obvod s diodovým porovnávacím členem

10.3. Tyristorové stabilizátory napětí

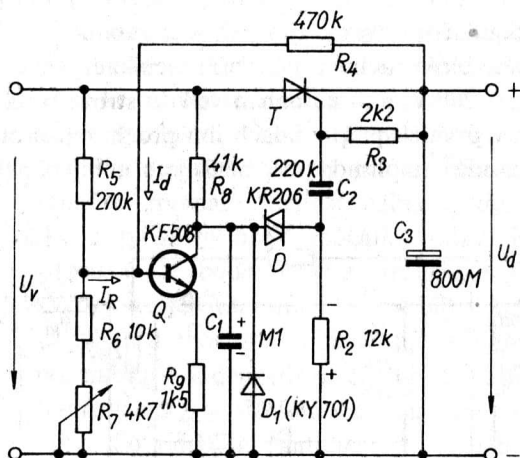
Příklad jednoduchého stabilizátoru stejnosměrného napětí s tyristorem je na obr. 142. Velikost výstupního stabilizovaného napětí je přibližně rovna průraznému napětí $U_{(BR)}$ stabilizační diody D_1 . Toto napětí se přivádí k diodě D spolu s výstupním napětím U_d stabilizátoru. Obě napětí se zde odečtou a jejich rozdíl se přivádí do obvodu řídící elektrody tyristoru. V okamžiku, kdy bude rozdíl napětí $U_{(BR)} - U_d$ přibližně roven zapínacímu napětí tyristoru T , ten zapne a propouští do zátěže proud. Tyristor vypíná před koncem každé půlperrody napájecího napětí a v následující půlperiodě zapne okamžitě, bude-li splněna uvedená podmínka. Přesnost dodržování výstupního napětí zcela závisí na zapínacím napětí a proudu tyristoru. Čím budou oba parametry menší, tím méně bude kolísat výstupní napětí.



Obr. 143. Výchozí obvod řízeného usměrňovače pro stavbu stabilizačních obvodů s diakem

Možnost využití diakového řídicího obvodu pro účely stabilizace ukazuje obr. 143. Základem stabilizátoru je jednopulsní řízený usměrňovač podle obr. 125. Okamžik zapnutí jeho tyristoru řídí časový člen R_1C_1 . Vzroste-li napětí u_c na hodnotu spínacího napětí diaku, ten zapne a vybijí kondenzátor C_1 přes odpor R_2 . Na odporu R_2 vzniklý impuls napětí se

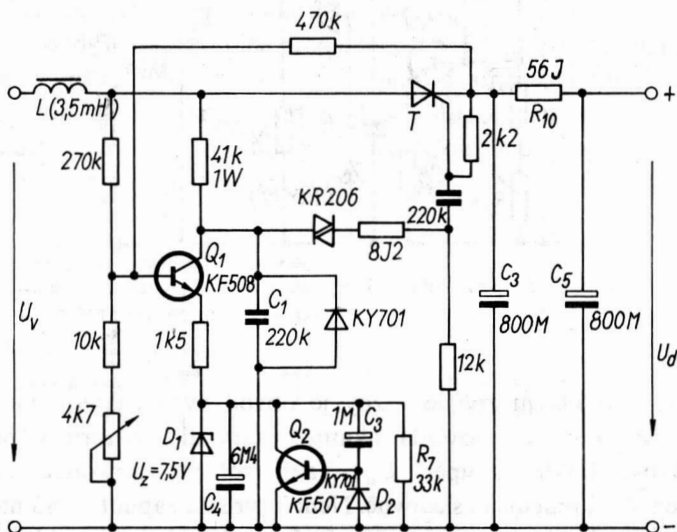
sečte s napětím na kondenzátoru C_2 (je přibližně rovné napětí u_d) a řídícím obvodem tyristoru projde proud dostatečný k jeho zapnutí. Změnou velikosti odporu R_1 lze měnit velikost středního výstupního napětí. Pro účely stabilizace je však odpor R_1 pevný a jeho velikost přibližně určuje požadovanou velikost výstupního napětí. Změna úhlu zapnutí tyristoru v návaznosti na kolísání napájecího napětí, případně odporu zátěže, se řeší zesilovačem zapojeným paralelně ke kondenzátoru C_1 , obr. 144. Na jeho vstup se přivádí signál úměrný výstupnímu napětí U_d a signál úměrný zadané hodnotě I_R . V závislosti na velikosti obou signálů řídí zesilovač nabíjení kondenzátoru a tím i spínání diaku a tyristoru.



Obr. 144. Úprava obvodu podle obr. 143 pro stabilizaci výstupního napětí při kolísání napájecího napětí a změně odporu zátěže; specifikaci tyristoru viz obr. 145

Kromě této hlavní zpětné vazby je obvod vybaven ještě pomocnou zpětnou vazbou, která ovládá okamžik zapnutí tyristoru v závislosti na rychlosti poklesu napětí U_d . Vazbu obstarává kondenzátor C_2 s odporem R_2 a pracuje následovně. Není-li tyristor zapnut, klesá napětí U_d rychlostí závislou na proudu zátěže. Stejnou rychlostí se vybíjí i kondenzátor C_2 . Jeho vybíjecí proud vytvoří na odporu R_2 úbytek s vyznačenou polaritou (obr. 144), který spolu s napětím na C_1 vytváří napájecí napětí diaku. Čím je toto napětí větší (rychlejší pokles napětí U_d), tím je větší napětí U_{R2} a diak s tyristorem zapne dříve.

Řešení stabilizátoru na popsaném principu ukazuje obr. 144. Ve funkci zesilovače zde pracuje tranzistor Q. Do jeho bázevého obvodu se přes odpor R_4 přivádí proud I_d úměrný napětí na zátěži a přes R_5 proud I_R úměrný požadovanému výstupnímu napětí. V závislosti na součtu obou proudů je otevírán tranzistor Q, který odvádí část nabíjecího proudu kondenzátoru C_1 a tím mění fázi zapnutí tyristoru T. Při zvětšení výstupního napětí nad požadovanou hodnotu se zvětšuje proud I_d a tranzistor Q se víc otevře. Zpomalí se tím nabíjení kondenzátoru C_1 , úhel zapnutí tyristoru se zvětší a výstupní napětí klesá. Při snižování výstupního napětí je činnost obvodu obrácená. Obvod má dva nedostatky. Za hlavní lze považovat to, že bezprostředně po připojení obvodu k síti nastaví regulační obvod nejmenší úhel zapnutí. Tyristor spíná při poměrně vysokém blokovacím napětí (při specifikaci podle obr. 144 – při napětí větším než 200 V) a je namáhán velkou strmostí nárůstu propustného proudu a v prvních půlperiodách jím procházejí proudové impulsy o značné amplitudě; amplituda se zmenšuje s nabíjením kondenzátorů.

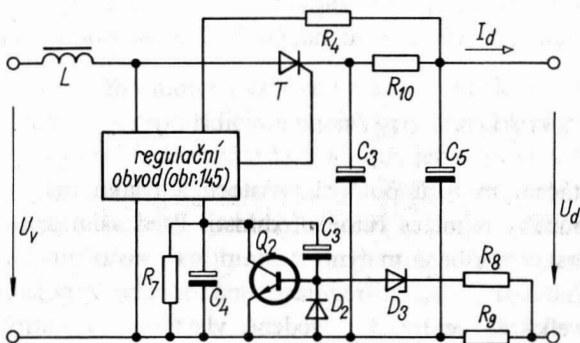


Obr. 145. Upravený stabilizátor z obr. 144 pro pomalý start po připojení k síti a s teplotní kompenzací. Tyristor musí mít $U_{RRM} \geq 800$ V a $I_{GT} \leq 0,2$ mA. Není-li tyristor s potřebným U_{RRM} zapojíme s ním do série diodu s $U_{RRM} \geq 700$ V. Při napájecím napětí 220 V, dostaneme na výstupu $U_d \approx 180$ V a I_d podle použitého tyristoru

Další nevýhodou je, že vlastnosti obvodu jsou závislé na kolísání provozní teploty. S touto teplotou se totiž mění úbytek báze—emitor tranzistoru Q_1 a tím i zesilovací vlastnosti.

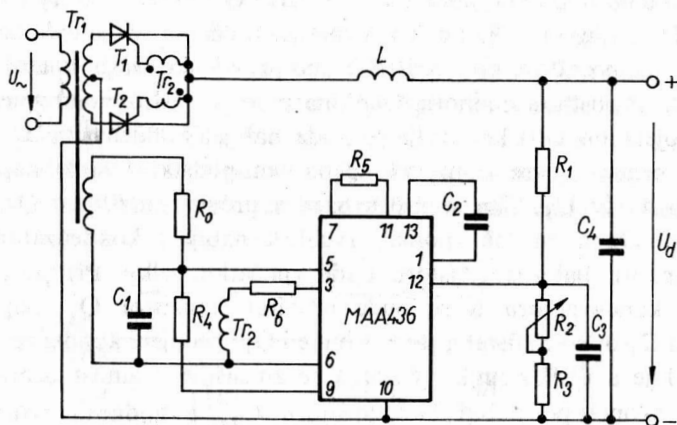
Obě uvedené nevýhody řeší úprava předchozího obvodu podle obr. 145. Proti nadměrnému dI_T/dt chrání tyristor tlumivka L . Teplotní stabilitu obvodu zlepšuje stabilizační dioda D_1 zapojená v emitoru tranzistoru Q_1 . Působí zde tak, že při vzrůstu teploty se zvětší průrazné napětí D_1 (zatímco napětí báze—emitor klesne) a poměry v obvodu bází zůstanou zachovány.

Stabilizační dioda D_1 spolu s tranzistorem Q_2 , kondenzátory C_3 a C_4 , diodou D_2 a odporem R_7 působí rovněž jako účinná rozběhová ochrana, která snižuje proudové rázy tyristorem po připojení obvodu k napájecímu napětí na přípustnou hodnotu. Ochrana pracuje následujícím způsobem. Po připojení obvodu ke zdroji se bude nabíjet kondenzátor C_3 . Jeho nabíjecí proud otevře tranzistor Q_2 a ten podstatně sníží napětí na svorkách diody D_1 . Tím se zvětší bázevý proud tranzistoru Q_1 , který rovněž otevře a značně zpomalí rychlost nabíjení kondenzátoru C_1 . Úhel zapnutí diaku a tyristoru bude zpočátku velký. Při postupném nabíjení kondenzátoru C se bude uzavírat tranzistor Q_2 , napětí na svorkách D_1 bude vzrůstat a zavírat bude i Q_1 . Nabíjení kondenzátoru C_1 se zrychluje a úhel zapnutí tyristoru se zmenšuje. Činnost ochranného obvodu skončí po nabití kondenzátoru C_3 na hodnotu průrazného napětí diody D_1 . Tranzistor Q_2 je v této době zcela uzavřen a neovlivňuje práci tranzistoru Q_1 . Po odpojení stabilizátoru od sítě se C_3 rychle vybijí přes odpor R_7 a diodu D_2 a ochranný obvod je připraven k nové činnosti.



Obr. 146. Zapojení nadproudové ochrany stabilizátoru z obr. 145

Stejně jako tranzistorové stabilizátory (kap. 5.2) je možno i tyristorové obvody vybavovat proudovým omezením. Jednu možnost jeho řešení ukazuje obr. 146. Odpor R_9 je zapojen v obvodu proudu zátěže. Napětí, které se na něm při průchodu proudem I_d vytvoří, se přivádí přes stabilizační diodu D_3 a odpor R_8 do báze tranzistoru Q_2 . Stabilizační dioda D_3 a odpor R_9 jsou tak voleny, aby při proudu zátěže, při kterém má začít působit omezení, byl úbytek $I_d R_9$ roven průraznému napětí diody D_3 . Proud procházející diodou D_3 pak otevírá tranzistor Q_2 a začne pracovat ochranný obvod popsáný v předchozím odstavci.



Obr. 147. Stabilizátor napětí s integrovaným obvodem MAA436

Zapojení stabilizátoru s integrovaným obvodem MAA436 je na obr. 147. Obvod pracuje tak, že, klesne-li výstupní napětí U_d pod žádanou hodnotu (nastavenou odporem R_2), zmenší se úhel zapnutí tyristorů a napětí na zátěži se zvyšuje. Při zvyšování výstupního napětí je činnost obrácená.

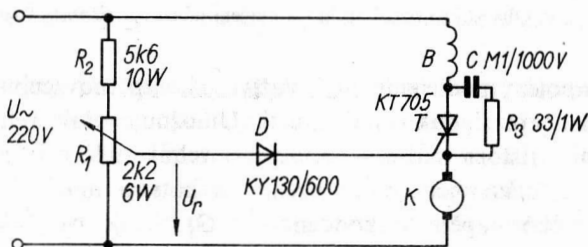
11. REGULACE RYCHLOSTI OTÁČENÍ

Regulace rychlosti otáčení motorů pomocí tyristorů a triaků má ve srovnání s ostatními způsoby regulace četné přednosti. Především je to velká energetická účinnost, způsobená malými ztrátami na tyristoru nebo triaku, dále velká rychlost a přesnost regulace, jednoduché zapojení a v neposlední řadě velká spolehlivost. Uvedené vlastnosti a nutný

pokles ceny těchto součástek po zavedení jejich sériové výroby je přímo předurčují k použití pro regulaci rychlosti otáčení nejrozmanitějších malých přenosných elektrických spotřebičů pro domácnost a dílnu.

11.1. Univerzální motorky

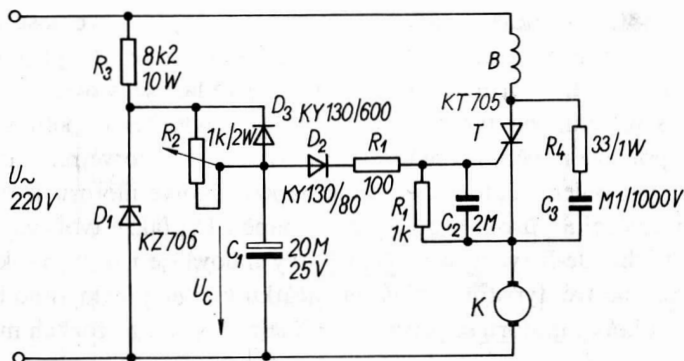
Nejjednodušší zapojení pro regulaci rychlosti otáčení na konstantní hodnotu je na obr. 148. Mezi kotvou motoru K a jeho buzení B je zapojen tyristor T, který reguluje napájecí napětí motoru. Žádaná rychlost otáčení se nastavuje potenciometrem R_1 , který je přes odpor R_2 připojen na síťové napětí. Řídicí napětí U_r je sinusové a je ve fázi se síťovým napětím, a tedy i s napětím na tyristoru v zavřeném stavu. Jako zpětnovazební signál se používá napětí, jež se indukuje v otáčející se kotvě remanentním magnetickým polem. Toto indukované napětí v kotvě motoru je úměrné rychlosti otáčení a působí proti řídicímu napětí U_r , takže tvoří zápornou zpětnou vazbu. Je-li rychlost otáčení kotvy nulová, je i toto indukované protinapětí nulové, tyristor zapíná na začátku kladné půlvlny anodového napětí a na kotvu motoru se přivádí maximální napětí pro rozběh motoru.



Obr. 148. Jednoduchý obvod pro regulaci rychlosti otáčení univerzálního motorku

Po rozběhu motoru vzroste úměrně s rychlostí otáčení indukované napětí, jež působí proti řídicímu napětí U_r . Okamžik zapnutí tyristoru se postupně zpožďuje, až se ustálí na hodnotě, jež odpovídá žádané rychlosti otáčení, nastavené potenciometrem R_1 . Zvětší-li se nyní zátěž na hřídeli motoru, zmenší se jeho rychlost otáčení a s ní i velikost indukovaného napětí. Okamžik zapnutí tyristoru se posune dopředu, napětí přiváděné na kotvu motoru vzroste, čímž se zvětší moment motoru, aby se kompenzoval přírůstek zátěže a rychlost otáčení se udržela na konstantní hodnotě.

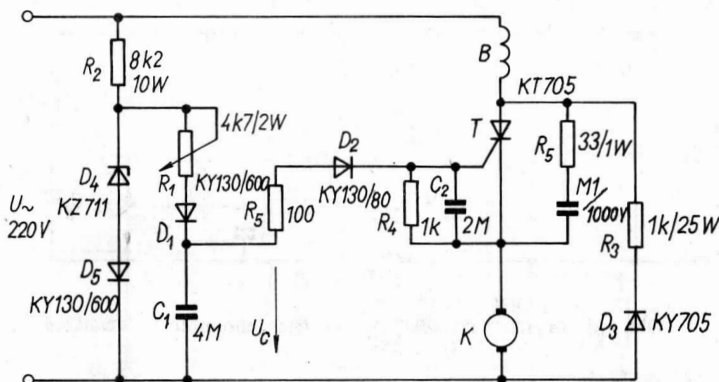
Protože tyristor nemůže zapnout při větším úhlu než 90° , je vyloučena činnost tohoto obvodu při velmi malé rychlosti otáčení. Kromě toho je obvod značně náchylný ke kmitání při činnosti v oblasti kolem 90° , protože mírný pokles amplitudy řídicího napětí U_r při poklesu síťového napětí způsobí náhlé snížení napětí na kotvě motoru z 50 % maximální hodnoty na nulu. Proto tam, kde je požadována stabilní činnost při velmi malé rychlosti otáčení, je vhodné použít obvodu podle obr. 149.



Obr. 149. Obvod pro řízení rychlosti otáčení motoru v širokém rozsahu

Obvod zapojený podle obr. 149 využívá jako zpětnovazebního signálu rovněž remanentní indukované napětí. Umožňuje však velmi krátkou dobu vedení tyristoru a tím i činnost při velmi malé rychlosti otáčení. Tyristor je opět zapojen mezi buzením a kotvou motoru. V záporné půlvlně síťového napětí se kondenzátor C_1 vybije na nulové napětí, během kladné půlvlny se kondenzátor C_1 nabíjí z konstantního napětí na stabilizační diodě D_1 rychlostí, určenou časovou konstantou $R_2 C_1$. Proměnným odporem R_2 se nastavuje žádaná rychlost otáčení. Je-li motor v klidu, je zpětnovazební napětí nulové, protože nedochází k indukování napětí v kotvě stojícího motoru. Tyristor zapíná na začátku kladné půlvlny anodového napětí, jakmile napětí U_C na kondenzátoru C_1 dosáhne zapínacího napětí tyristoru. Tím se na kotvu motoru přivede napětí nutné pro jeho rozběh. Po rozběhu motoru se v kotvě indukuje napětí od remanentního magnetického pole a působí jako záporná zpětná vazba proti řídicímu proudu z kondenzátoru C_1 . Úhel zapnutí tyristoru se zvětšuje, až se ustálí na jisté velikosti, odpovídající žádané rychlosti otáčení. Zvětšení

zátěže má za následek pokles rychlosti otáčení a indukovaného proti-napětí, čímž se posunou okamžiky zapínání tyristoru dopředu. Do motoru se přivádí přídatná energie, jež zvětší moment motoru ke kompenzování přírůstku momentu zátěže. Naopak při zmenšení zátěže se rychlost otáčení zvětší, vzroste indukované napětí v kotvě, okamžiky zapnutí tyristoru se posunou dozadu a napájecí napětí motoru se sníží, což má za následek pokles rychlosti otáčení na původní velikost.

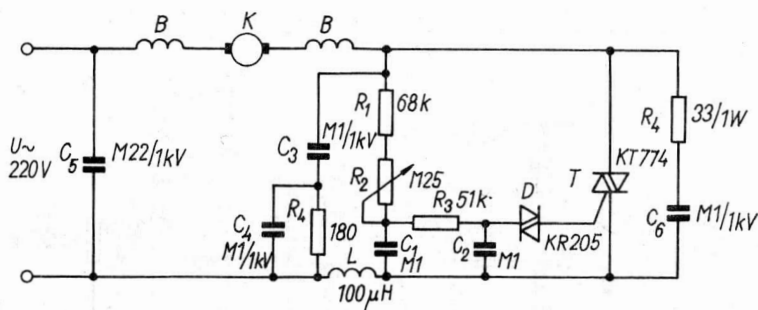


Obr. 150. Regulátor rychlosti otáčení univerzálního motoru ze zesíleným buzením

Jiné zapojení pro regulaci rychlosti otáčení univerzálního motoru je na obr. 150. Tyristor je opět zapojen mezi buzení a kotvu motoru. Budicí proud prochází i při záporné půlvlně síťového napětí, kdy se uzavírá přes obvod D_3, R_3 . Tím se v kotvě indukuje záporné napětí úměrné rychlosti otáčení a zesílí magnetické pole. Záporné napětí kotvy nabíjí přes diodu D_2 a řídicí elektrodu tyristoru kondenzátor C_1 na záporné napětí. V kladné půlvlně síťového napětí se kondenzátor C_1 vybíjí přes odpor R_1 rychlostí danou časovou konstantou $R_1 C_1$. Jakmile je napětí U_C kondenzátoru C_1 kladné, zapne tyristor řídicím proudem procházejícím přes obvod D_2, R_5 z kondenzátoru C_1 . Stabilizační dioda D_4 vytváří konstantní napětí pro vybíjení kondenzátoru C_1 , takže lze fázovým řízením zmenšovat rychlost otáčení plynule až do úplného zastavení motoru.

Způsob regulace rychlosti otáčení univerzálních motorů má proti běžným regulacím motorů s cizím buzením důležité přednosti. Moment univerzálního motoru je úměrný efektivní hodnotě proudu, kdežto moment cize buzeného motoru je úměrný střední hodnotě proudu. Efektivní

hodnota proudu jednocestného řízeného usměrňovače je minimálně 1,57krát větší než jeho střední hodnota, takže lze uvedeným způsobem získat podstatně větší výkon. Přitom rozsah regulace rychlosti otáčení je větší než 60 : 1, vliv kolísání síťového napětí v rozmezí $\pm 20\%$ na změnu rychlosti otáčení je zcela zanedbatelný. Tento druh elektrického pohonu je nejvhodnější pro elektrické ruční nástroje a pohony až do výkonu 1 kW.

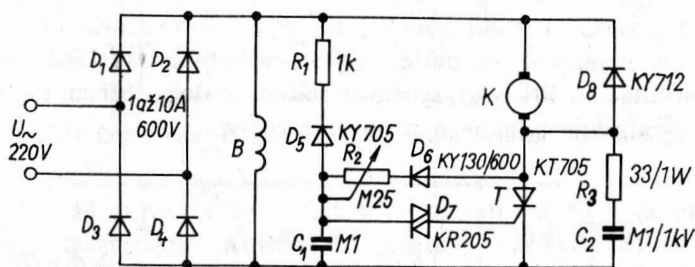


Obr. 151. Regulátor rychlosti otáčení střídavého motorku s triakem

Zapojení pro regulaci rychlosti otáčení univerzálního motoru s triakem je uvedeno na obr. 151. Triak je zapojen do série s motorem a indukčností filtru L . Z anodového napětí triaku se napájí řídicí obvod R_1 , R_2 , C_1 , R_3 , C_2 , D , jehož činnost je popsána v kap. 9. Rychlost otáčení motoru se nastavuje potenciometrem R_2 a při změnách zátěže je automaticky udržována na konstantní hodnotě, podobně jako u předešlých zapojení. Při vzrůstu mechanické zátěže klesne rychlost otáčení a indukované napětí motoru, takže se zmenší fázový úhel zapínání triaku. Triak vede po delší část půlvln síťového napětí, napájecí napětí motoru vzroste a vzniklým přídavným momentem se kompenzuje vzrůst zátěže. Rychlost otáčení se opět ustálí na původní velikosti. Podobně při odlehčení motoru vzroste rychlost otáčení a indukované napětí motoru způsobí zvětšení fázového úhlu pro zapnutí triaku. Tím klesne napájecí napětí motoru a rychlost otáčení klesne na původní velikost. Protože při fázovém řízení dochází ke vzniku vysokofrekvenčního rušení, používá se k jeho potlačení filtru C_3 , C_4 , R_4 , L a C_5 na vstupu. Ve srovnání s předešlými jednocestnými obvody s tyristorem dává obvod s triakem větší výkon a moment motoru a má menší zvlnění proudu, čímž se zmenší ztráty a oteplení motoru.

11.2. Stejnoseměrné motory s cizím buzením

Zapojení dvoupulsního obvodu pro regulaci rychlosti otáčení malého stejnosměrného motoru je na obr. 152. Síťové napětí je usměrněno usměrňovačem (D_1 až D_4), na jehož výstupu je zapojeno buzení motoru, řídicí obvod tyristoru a kotva motoru v sérii s tyristorem. Pro zajištění správné funkce obvodu se musí paralelně ke kotvě zapojit nulová dioda D_8 , přes níž se na konci každé půlperiody vlivem nahromaděné energie v indukčnosti kotvy motoru uzavírá proud, a tím umožňuje vypnout tyristor. Vynechá-li se nulová dioda, uzavírá se tento proud přes tyristor a usměrňovač; tyristor nevypíná spolehlivě.



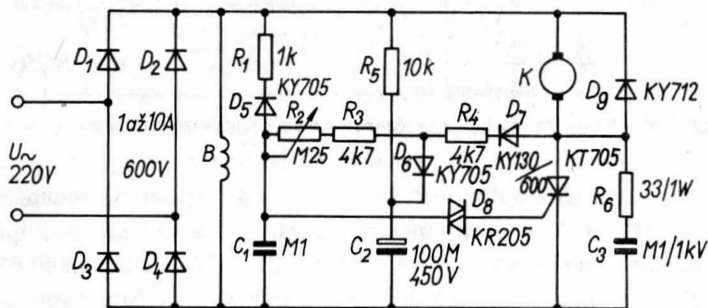
Obr. 152. Regulátor rychlosti otáčení stejnosměrného, cizí buzeného motorku

Na počátku každé půlperiody je tedy tyristor vypnut a kondenzátor C_1 se začne nabíjet přes kotvu motoru, diodu D_6 a proměnný odpor R_2 . Jakmile napětí na kondenzátoru C_1 dosáhne velikosti zapínacího napětí diaku D_7 , dostane řídicí elektroda tyristoru impuls, tyristor zapne a kotva motoru dostává po zbývající část půlperiody napětí. Na konci každé půlperiody se kondenzátor C_1 vybíjí přes obvod D_5 , R_1 a budící vinutí. Fázový úhel zapnutí tyristoru je určen dobou nutnou k nabití kondenzátoru C_1 na zapínací hodnotu napětí diaku. Tato doba závisí na velikosti odporu R_2 a napětí na tyristoru, jež je rovno rozdílu výstupního napětí usměrňovače a indukovaného napětí v kotvě. Protože amplituda výstupního napětí usměrňovače je konstantní, je doba pro nabití kondenzátoru funkcí protinapětí, jež je závislé na rychlosti otáčení. Energie nahromaděná v indukčnosti kotvy motoru způsobuje vedení diody D_8 po krátký časový interval na začátku každé půlperiody. V této době je indukované napětí motoru nulové a napětí na tyristoru rovno výstupnímu napětí usměrňovače.

Interval potřebný pro zánik proudu diodou D_8 a vznik indukovaného napětí je dán rychlostí otáčení a proudem kotvy motoru. Při malé rychlosti otáčení a velkých proudech vede dioda D_8 po větší část periody než při velké rychlosti otáčení a malých proudech; tím je způsobeno při větším zatížení motoru rychlejší nabití kondenzátoru C_1 .

Velikost odporu R_1 je volena tak, aby se vybíjecí proud kondenzátoru C_1 omezil na menší hodnotu, než je přídržný proud. Tak se zabrání průchodu zbytkového proudu přes tyristor, který by nemusel na konci půlperiody vypnout. Na druhé straně nesmí být velikost tohoto odporu zase tak velká, že se kondenzátor C_1 nestačí na konci půlperiody vybit, což může mít za následek nepřesnou funkci obvodu při malé rychlosti otáčení.

Odpor R_3 a kondenzátor C_2 omezí narůstání anodového napětí při vypnutí tyristoru. Tyristor nestačí totiž při rychlém narůstání anodového napětí vypnout, což se může projevit nestabilitou zvláště při malé rychlosti otáčení. Při velké rychlosti otáčení se doba, během níž tyristor vypne, prodlužuje indukovaným napětím kotvy.



Obr. 153. Regulátor rychlosti otáčení s pozvolným rozběhem motoru

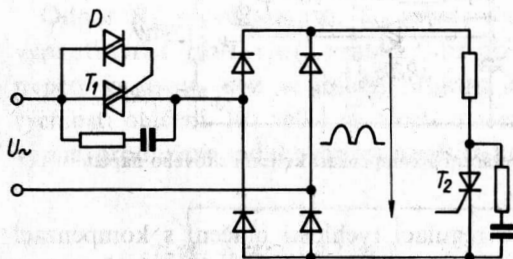
Na obr. 153 je znázorněn obvod pro zajištění „měkkého zapnutí“ motoru. Indukčnost budicího vinutí motoru je totiž obvykle tak velká, že po zapnutí motoru je zapotřebí poměrně dlouhé doby, aby budicí proud vzrostl na jmenovitou hodnotu. Po tuto dobu je třeba zabránit průchodu proudu kotvou, což vlastně znamená blokovat zapínací impulsy tyristoru. V obvodu na obr. 153 vytváří toto zpoždění kondenzátor C_2 , jenž se po zapnutí nabíjí přes obvod D_7 , R_4 , D_6 a způsobuje tak pomalé narůstání napětí v nabíjecím obvodu kondenzátoru C_1 . Fázový

[illegible]

Na obr. 154 je zapojení pro regulaci rychlosti otáčení s kompenzací kolísání síťového napětí. Kolísání síťového napětí způsobí jednak změnu budícího proudu, čímž se poruší vztah mezi indukovaným napětím a rychlostí otáčení motoru, jednak se změní nabíjecí poměry kondenzátoru C_1 . Jakákoli kompenzace změn síťového napětí vyžaduje napěťovou rezervu, jež však není k dispozici při maximální rychlosti otáčení, kdy motor potřebuje největší výkon v kotvě. Kompenzovat změny síťového napětí lze tedy jen při malé rychlosti otáčení.

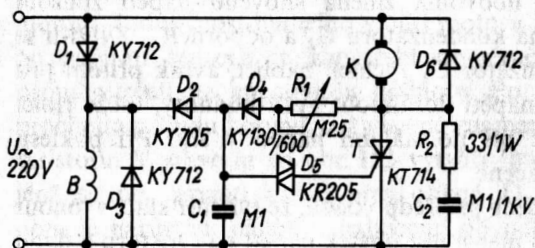
Ve všech uvedených obvodech se předpokládá, že tyristor stačí vypnout v době, kdy je vstupní napětí menší než úbytek napětí na tyristoru a dvou

diodách můstku, jenž je obvykle 1,5 V. Časový úsek, v němž je vstupní napětí menší než 1,5 V, je velmi malý a závisí na velikosti napájecího napětí. Dobu nutnou ke komutaci tyristoru může ještě značně zmenšit indukčnost ve zdroji střídavého proudu nebo v obvodu stejnosměrného proudu můstku. Účinný způsob, jímž lze prodloužit dobu pro vypnutí tyristoru, je použití triaku ve střídavém přívodu podle obr. 155. Triak vypíná na konci každé půlperrody, na začátku následující půlperrody nezapne, dokud vstupní napětí nedosáhne zapínacího napětí diaku, přibližně 32 V. Tak vznikne dostatečně dlouhá časová prodleva mezi dvěma půlperiodami pro komutaci tyristoru.



Obr. 155. Zapojení triaku k prodloužení doby potřebné pro vypnutí tyristoru T_2

Na obr. 156 je zapojení obvodu pro regulaci rychlosti otáčení s jednocestně řízeným napětím kotvy motoru a jednocestným buzením, jež je analogické obvodům s univerzálními motory. Budicí vinutí je napájeno přes diodu D_1 , k vyhlazení budicího proudu slouží dioda D_3 . Řídicí obvod je napájen z anody tyristoru jako v předešlých případech. Na konci každé kladné půlperrody napětí na budicím vinutí klesá na nulu, řídicí kondenzátor C_1 se vybíjí přes D_2 a budicí vinutí. Tím je zajištěno nulové napětí na kondenzátoru C_1 na začátku každé kladné půlperrody. Činnost obvodu je analogická obvodu s dvouperiodovým řízením.

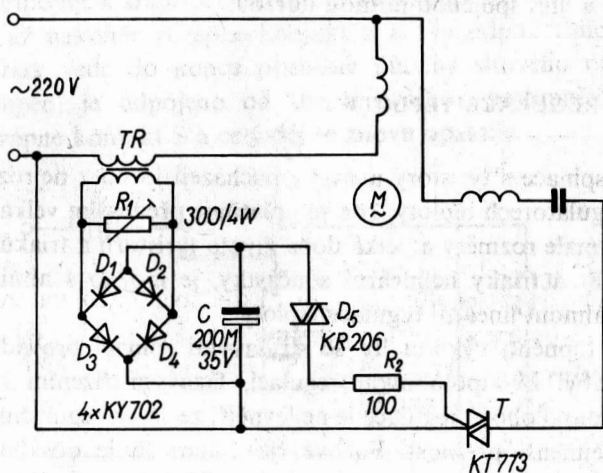


Obr. 156. Jednopulsní zdroj pro řízení rychlosti otáčení stejnosměrného, cizí buzeného motorku

Diodu D_4 lze vynechat, zmenší se však moment na hřídeli, zvláště při malé rychlosti otáčení. Ve srovnání s odporovou zátěží musí být jmenovité napětí tyristoru a diody D_4 dvojnásobné, protože indukované napětí při velké rychlosti otáčení zvětšuje v záporné půlperiodě napětí na tyristoru téměř na dvojnásobek.

11.3. Rozběhové zařízení pro asynchronní motor

Konvenční odstředivý vypínač nebo speciální relé pro automatické odpojení pomocné rozběhové fáze asynchronního motoru od sítě po roztočení jeho kotvy lze výhodně nahradit triakem. Schéma zapojení takového obvodu je na obr. 157.



Obr. 157. Bezkontaktné rozběhové zařízení s triakem

Pomocná fáze se sériovým rozběhovým kondenzátorem je připojena k síti přes triak T. Řídicí obvod triaku obsahuje omezovací odpor R_2 , diak D_5 , kondenzátor C a můstkový usměrňovač D_1 až D_4 . Tento můstek usměrňuje napětí, vznikající na odporu R_1 průtokem sekundárního proudu proudového transformátoru Tr , jenž je primárem zapojen do obvodu hlavního vinutí motoru.

Po připojení asynchronního motoru na síť projde jeho hlavním vinutím několikanásobně větší proud, než je jmenovitý proud této fáze. Transfor-

mátor Tr přetransformuje tento velký záběrný proud na menší tak, aby na odporu R_1 vzniklo napětí asi 30 V. Jeho velikost lze nastavit odporem R_1 . Toto napětí se usměrní a nabíjí kondenzátor C, k němuž je připojen diak D_5 . Je-li napětí na kondenzátoru C vyšší než prahové spínací napětí diaku, diak sepne a zapne i triak T, čímž se pomocné rozběhové vinutí připojí k síti. Dosáhneme-li jmenovitých otáček, zmenší se proud v hlavním vinutí motoru přibližně na 50 až 70 % původního proudu, což se projeví poklesem napětí na odporu R_1 a kondenzátoru C. Diak vypne, na konci následující půlperiody síťového napětí vypne triak T a odpojí rozběhové vinutí od sítě.

Ve srovnání s kontaktovým rozběhovým zařízením je při použití triaku rozběh motoru tišší a odpadá jiskření na kontaktech, vyvolávající jejich opalování a s ním spojenou nutnou údržbu.

12. REGULACE TEPLOTY

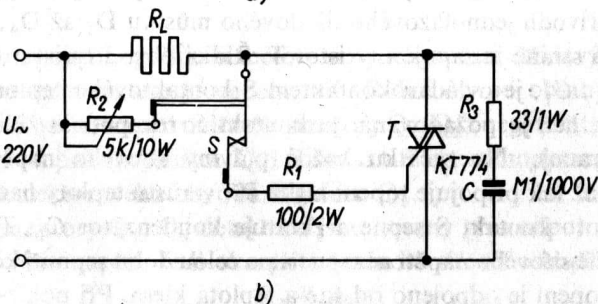
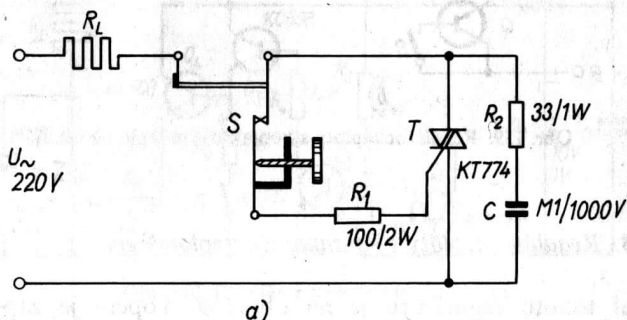
Střídavé spínače s tyristory a triaky nacházejí jedno z nejrozsáhlejších použití v regulátorech teploty, kde se uplatňuje především velká účinnost, robustnost, malé rozměry a velká doba života tyristorů a triaků. Přestože jsou tyristory a triaky nelineární součástky, je možno s nimi poměrně snadno dosáhnout lineární regulace teploty.

Regulaci topného výkonu lze se střídavými spínači provádět celkem třemi způsoby: dvoupolohovou regulací, fázovým řízením a pulsním řízením. Dvoupolohová regulace je nejlevnější ze všech regulačních metod, má však nejmenší přesnost. Fázové řízení umožňuje dosáhnout velké přesnosti regulace, má však dva vážné nedostatky, pro které se pro regulace teploty téměř vůbec nepoužívá: trvalé vysokofrekvenční rušení a špatný účinek, vyvolaný nesinusovým proudem v zátěži. Pulsní řízení pak v sobě spojuje výhody fázového řízení (spojitá změna topného výkonu a velká přesnost regulace), přičemž nemá jeho nevýhody. Účinek je optimální, protože proud zátěže je sinusový a vysokofrekvenční rušení je v důsledku spínání tyristorů a triaků v nule síťového napětí podstatně omezeno.

12.1. Regulátory s kontaktovými teploměry

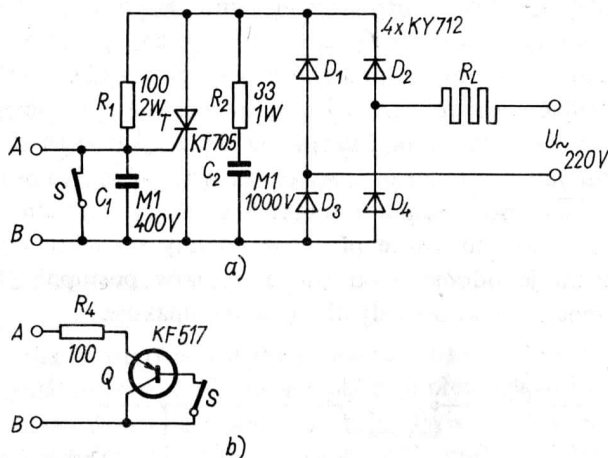
A. Regulátor teploty s dvojkovem

Zapojení dvou jednoduchých dvupolohových regulátorů teploty s triakem a dvojkovem je uvedeno na obr. 158. Triak T je zapínán ze svého anodového napětí přes odpor R_1 a kontakt S, ovládaný dvojkovem. Podle způsobu zapojení dvojkovu vzhledem k topení se rozlišuje sériový a paralelní typ regulátoru. V obvodu podle obr. 158a) prochází dvojkovem celý proud topení, v obvodu podle obr. 158b) pouze jeho část, závislá na velikosti regulačního odporu R_2 . Za studena je kontakt S sepnut a řídicí obvod triaku je spojen. Triak T zapíná na začátku každé půlvlny síťového napětí a připojuje k síti topení. Dvojkov se postupně ohřívá procházejícím proudem až nakonec rozeprve kontakt S a tím odpojí řídicí obvod od triaku. Triak vede do konce příslušné půlvlny síťového napětí a pak vypne. Topení je odpojeno od sítě a dvojkov postupně chladne, až nakonec zapne kontakt S a celý děj se znovu opakuje.



Obr. 158. Regulátor teploty s dvojkovem

Žádaná teplota se u sériového regulátoru nastavuje mechanickým předepnutím dvojkovu stavěcím šroubem, u paralelního regulátoru velikostí odbočeného proudu přes dvojkov regulačním odporem R_2 . Zapnutí dvojkovu je asynchronní vůči síťovému napětí, takže je doprovázeno vysokofrekvenčním rušením. Sériový obvod R_2 , C a R_3 , C tvoří komutační ochranu triaku proti komutačním přepětím.



Obr. 159. Regulátor teploty s kontaktovým teploměrem

B. Regulátor teploty s kontaktovým teploměrem

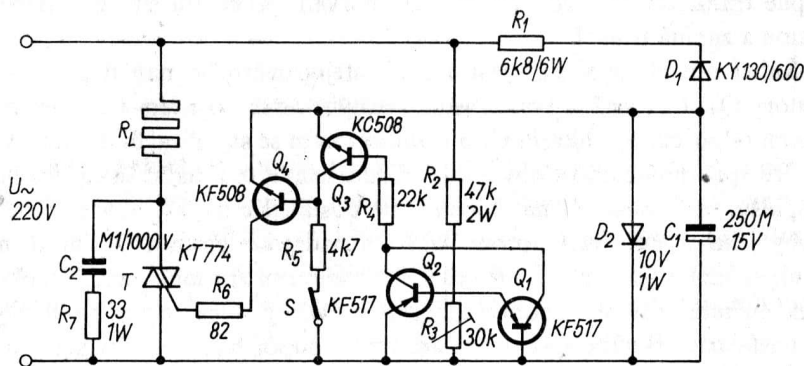
Zapojení tohoto regulátoru je na obr. 159. Topení je zapojeno do střídavého přívodu jednofázového diodového můstku D_1 až D_4 , na jehož stejnosměrné straně je zapojen tyristor T . Řídicí obvod tyristoru, tvořený obvodem R_1 , C_1 , je ovládán kontaktem S kontaktového teploměru. Při nižší teplotě, než je požadovaná, je kontakt S rozepnut a řídicí obvod normálně pracuje. Na začátku každé půlvlny síťového napětí zapíná tyristor T , jenž tak připojuje topení k síti. Při vzrůstu teploty nad požadovanou hodnotu kontakt S sepne a zkratuje kondenzátor C_1 . Tyristor T v další půlvlně síťového napětí nezapne a po celou dobu sepnutí kontaktu S je vypnut. Topení je odpojeno od sítě a teplota klesá. Při poklesu teploty pod nastavenou hodnotu se opět kontakt S rozepne a popsany děj se od

začátku opakuje. Žádaná teplota se nastavuje polohou kontaktu na kontaktním teploměru.

Aby nebyl kontakt S zatěžován příliš velkým proudem, lze mezi body A a B řídicího obvodu zapojit tranzistor Q a kontakt S umístit do obvodu jeho báze, obr. 159b). Obvodem báze prochází malý proud, kdežto proud v kolektorovém obvodu je dostatečně velký pro zapnutí tyristoru.

C. Regulátor teploty s vnějším termostatem

Podstatného zmenšení vysokofrekvenčního rušení tyristorových obvodů se dosáhne synchronním střídavým spínačem, jenž spíná při průchodu síťového napětí nulou. Řídicí obvod takového spínače musí obsahovat detektor průchodu síťového napětí nulou, jenž vytváří inhibiční signál pro koncový tranzistor řídicího obvodu.



Obr. 160. Regulátor teploty s termostatem

Příklad zapojení regulátoru teploty se synchronním střídavým spínačem a externím termostatem je na obr. 160. Řídicí obvod obsahuje detektor průchodu síťového napětí nulou (tranzistory Q_1 , Q_2), negátor (tranzistor Q_3) a koncový stupeň (tranzistor Q_4). Kontakt S externího termostatu je zapojen do kolektorového obvodu negátoru Q_3 .

Oba tranzistory Q_1 , Q_2 detektoru jsou buzeny přes odporový dělič R_2 , R_3 ze síťového napětí. Je-li okamžitá hodnota síťového napětí menší než prahová hodnota napětí $U_P = \frac{R_2 + R_3}{R_3} U_{BE}$, kde $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$, jsou oba

tranzistory detektoru rozepnuty. Je-li naopak větší, je vždy jeden z obou tranzistorů sepnut. Průchod jejich kolektorového proudu přechodem báze—emitor tranzistoru Q_3 vybudí tento tranzistor při sepnutém kontaktu S do nasycení. Tranzistor Q_4 je vypnut, řídící elektroda triaku není buzena a triak je vypnut. Vždy v krátkém intervalu na začátku a na konci každé půlvlny síťového napětí jsou oba tranzistory detektoru vypnuty, čímž zanikne budicí proud pro tranzistor Q_3 a ten se rozepne. Přes odpor R_5 a sepnutý kontakt S se vybudí tranzistor Q_4 do sepnutého stavu a řídící elektrodou triaku prochází řídící proud, omezený odporem R_6 . Triak T zapne a připojí topení k síti. Vzroste-li regulovaná teplota nad žádanou hodnotu, nastavenou na externím termostatu, rozepne se kontakt S a vypne tranzistor Q_4 . Tím zanikne řídící signál pro triak, ten vypne na začátku následující půlvlny síťového napětí a odpojí topení od sítě. Při poklesu teploty pod žádanou hodnotu kontakt S sepne, tím se sepne tranzistor Q_4 vždy v krátkém intervalu průchodu síťového napětí nulou a zapíná triak T.

Řídící obvod obsahuje vlastní zdroj stejnosměrného napětí pro tranzistory Q_3 , Q_4 , jenž je tvořen jednocestným usměrňovačem D_1 s omezovacím odporem R_1 , filtrem C_1 a stabilizátorem se stabilizační diodou D_2 .

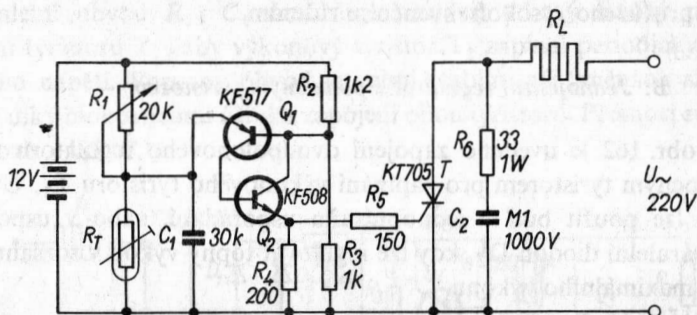
Pro správnou činnost obvodu je třeba nastavit optimální šířku řídícího impulsu, jenž musí být na jedné straně dostatečně široký, aby se během doby jeho trvání zvětšil proud triakem nad jeho vratnou hodnotu, na druhé straně však může příliš velká šířka impulsu způsobit vznik vysokofrekvenčního rušení a popřípadě přetížit zdroj stejnosměrného napětí. K nastavení šířky impulsu slouží proměnný odpor R_3 , jenž se nastaví tak, aby při napětí přibližně 10 V na kondenzátoru C_1 začal triak T právě spínat a přivádět do topení plný výkon.

Popsaný obvod je velmi vhodný pro regulaci teploty místnosti. Zapnutí kontaktu S externího termostatu je asynchronní vzhledem k síťovému napětí, takže je doprovázeno vysokofrekvenčním rušením.

12.2. Tranzistorové regulátory teploty s termistory

Termistory jsou velmi vhodná čidla teploty, protože mají relativně velký výstupní signál (změnu odporu s teplotou) a nevyžadují tedy příliš složité regulační obvody. Pro regulace teploty se používají především

perličkové typy s malou vlastní tepelnou časovou konstantou. Podle toho, zda se odpor termistoru zvětšuje nebo zmenšuje s rostoucí teplotou, existují termistory s kladným nebo záporným teplotním součinitelem odporu (PTC a NTC termistory).



Obr. 161. Regulátor teploty s relaxačním oscilátorem ($R_T = 10 \text{ k}\Omega/25^\circ\text{C}$)

A. Regulátor s relaxačním oscilátorem

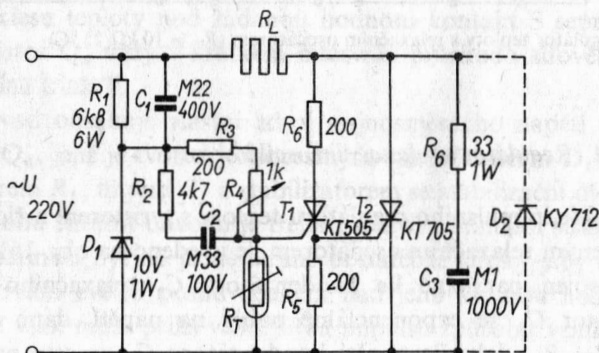
Zapojení jednopulsního regulátoru teploty s tyristorem a řídicím obvodem, tvořeným relaxačním oscilátorem, je uvedeno na obr. 161. Termistor R_T je zapojen paralelně ke kondenzátoru C_1 relaxačního oscilátoru. Kondenzátor C_1 se exponenciálně nabíjí na napětí, dané odporovým děličem R_1 , R_T . Jakmile napětí kondenzátoru C_1 vzroste na prahovou hodnotu, danou děličem R_2 , R_3 , sepne tranzistorový spínač Q_1 , Q_2 a vybijí kondenzátor C_1 přes řídicí elektrodu tyristoru T . Po vybití kondenzátoru C_1 se tranzistorový spínač vypne a kondenzátor se začne znovu nabíjet. Kmitočet oscilátoru, a tedy kmitočet řídicích impulsů je několikanásobně vyšší než kmitočet sítě. Činnost relaxačního oscilátoru je řízena termistorem R_T takto: při nižší teplotě, než je nastaveno odporem R_1 , je odpor termistoru velký a relaxační oscilátor normálně pracuje, tyristor T je zapínán a připojuje topení k síti; překročí-li teplota nastavenou hodnotu, zmenší se odpor termistoru natolik, že se sníží vrcholová hodnota napětí kondenzátoru C_1 pod prahovou spínací hladinu spínače Q_1 , Q_2 a relaxační oscilátor přestane pracovat. Tyristor nedostává řídicí signál, takže nevede a topení je odpojeno od sítě. Teplota klesá a odpor termistoru se zvětšuje tak dlouho, až napětí na kondenzátoru C_1 překročí prahovou

spínací hodnotu spínače Q_1 , Q_2 . Relaxační oscilátor se opět rozkmitá a popsáný děj se opakuje. Kondenzátor C_2 a odpor R_5 tvoří komutační ochranu tyristoru.

Spuštění relaxačního oscilátoru je asynchronní oproti síťovému napětí a je doprovázeno vysokofrekvenčním rušením.

B. Jednopulsní regulátor s pomocným tyristorem

Na obr. 162 je uvedeno zapojení dvupolohového regulátoru teploty s pomocným tyristorem pro zapínání výkonového tyristoru T_2 . Uvedený obvod lze použít buď v jednopulsním uspořádání, nebo v uspořádání s antiparalelní diodou D_2 , kdy lze regulovat topný výkon v rozsahu 50 až 100 % maximálního výkonu.

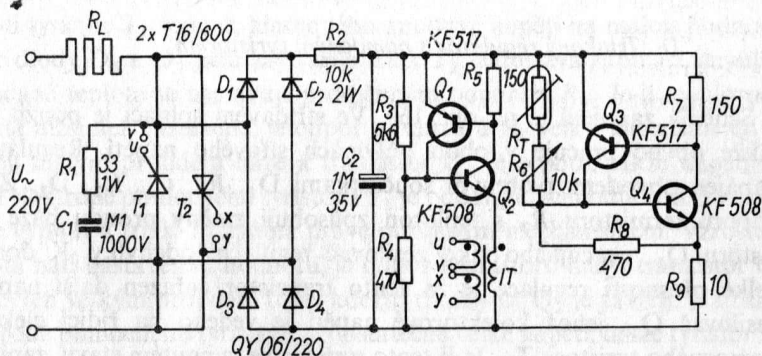


Obr. 162. Jednopulsní regulátor teploty ($R_T = 100 \Omega/25^\circ\text{C}$)

Termistor R_T je zapojen v obvodu řídicí elektrody tyristoru T_1 , jímž se zapíná výkonový tyristor T_2 . Na řídicí elektrodě pomocného tyristoru T_1 je napětí, které se rovná součtu lichoběžníkového napětí přiváděného přes odpory R_3 a R_4 ze stabilizační diody D_1 a jeho derivace, získané derivačním obvodem R_2 , C_2 . Žádaná teplota se nastavuje proměnným odporem R_4 , jímž se mění amplituda lichoběžníkového napětí na řídicí elektrodě tyristoru T_1 . Při vzrůstu teploty nad žádanou teplotu se zmenší odpor termistoru R_T a napětí na řídicí elektrodě tyristoru T_1 klesne pod zapínací napětí. Oba tyristory T_1 i T_2 jsou vypnuty a topení je odpojeno od sítě. Při poklesu teploty pod žádanou hodnotu vzroste odpor termistoru natolik, že napětí na řídicí elektrodě pomocného tyristoru T_1 vzroste nad

zapínací hodnotu. Pomocný tyristor T_1 zapíná na začátku každé kladné půlvlny síťového napětí, čímž vzniká na odporu R_5 dostatečně velký impuls pro zapnutí výkonového tyristoru T_2 . Tyristor T_1 automaticky vypne při zapnutí tyristoru T_2 .

Paralelní obvod R_1 , C_1 umožňuje nastavit takový fázový předstih zapnutí tyristoru T_1 , aby výkonový tyristor T_2 zapínal periodicky v nule síťového napětí. Popsaný obvod je velmi stabilní při změnách síťového napětí díky blokovacímu účinku zapojení obou tyristorů. Přesnost regulace je řádově $\pm 0,5^\circ\text{C}$.



Obr. 163. Regulátor teploty se 2 tyristory ($R_T = 1 \text{ k}\Omega/25^\circ\text{C}$)

C. Regulátor se dvěma antiparalelními tyristory

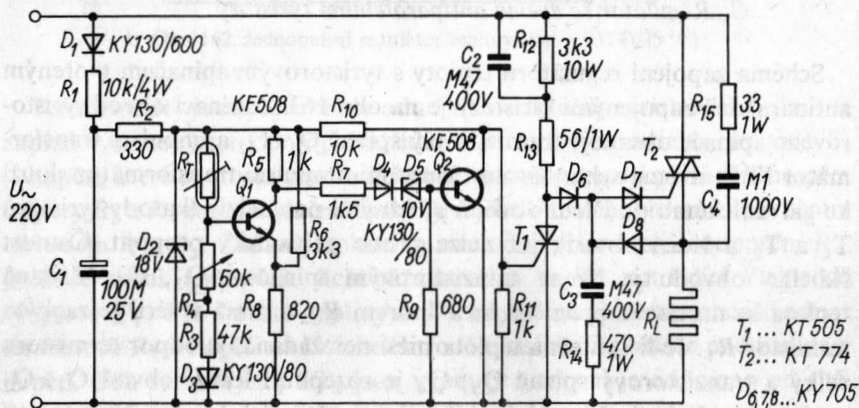
Schéma zapojení regulátoru teploty s tyristorovým spínačem tvořeným antiparalelně zapojenými tyristory je na obr. 163. Zapínací obvod tyristorového spínače obsahuje tranzistorový spínač Q_1 , Q_2 a impulsní transformátor IT se dvěma sekundárními vinutími. Impulsní transformátor slouží ke galvanickému oddělení obvodů s různými potenciály (katody tyristorů T_1 a T_2 a řídicí obvod), jež nelze přímo galvanicky propojit. Činnost řídicího obvodu je řízena tranzistorovým spínačem Q_3 , Q_4 . Žádaná teplota se nastavuje proměnným odporem R_6 , s nímž v sérii je zapojen termistor R_T . Je-li skutečná teplota nižší než žádaná, je odpor termistoru velký a tranzistorový spínač Q_3 , Q_4 je rozeptnut. Řídicí obvod Q_1 , Q_2 zapíná na začátku každé půlvlny síťového napětí příslušný tyristor a topení je připojeno k síti. Překročí-li regulovaná teplota žádanou, zmenší se odpor

termistoru a tranzistorový spínač Q_3 , Q_4 zapne. Tím se vyřadí z činnosti řídicí obvod Q_1 , Q_2 a tyristory nedostávají řídicí impulsy. Topení je odpojeno od sítě a teplota klesá, přičemž se zvětšuje odpor termistoru. Při poklesu teploty pod nastavenou hodnotu se zvětší odpor termistoru natolik, že tranzistorový spínač Q_3 , Q_4 rozeptne a celý děj se znovu opakuje.

Uvedený obvod je vhodný zejména pro průmyslové aplikace, neboť umožňuje při použití výkonových tyristorů regulovat velké výkony topných těles.

D. Triakový regulátor s pomocným tyristorem

Schéma zapojení je na obr. 164. Ve střídavém spínači je použit triak, takže obvod pracuje v obou půlvlnách síťového napětí. Regulátor je napájen obvodem, tvořeným součástkami D_1 , R_1 , C_1 , R_2 , D_2 . Změny odporu termistoru R_T s teplotou způsobují změny proudu báze tranzistoru Q_1 , pracujícího jako zesilovač regulační odchylky. K dosažení velké přesnosti regulace je za tento tranzistor zařazen další napěťový zesilovač Q_2 , jehož kolektorové napětí je vedeno na řídicí elektrodu pomocného tyristoru T_1 . Je-li tento tyristor ve vypnutém stavu, zapíná na začátku každé kladné půlvlny síťového napětí triak T_2 přes zapínací obvod R_{12} , C_2 , R_{13} , D_6 , D_7 z vlastního anodového napětí. Po zapnutí



Obr. 164. Triakový regulátor teploty ($R = 100 \text{ k}\Omega/25^\circ\text{C}$)

triaku se přes obvod D_8 a R_{14} nabíjí kondenzátor C_3 tak, že na jeho horní desce je kladný potenciál. Na začátku záporné půlvlny síťového napětí se kondenzátor C_3 vybije přes diodu D_7 , řídicí elektrodu triaku T_2 , zátěž R_L a odpor R_{14} , čímž se zapne triak. Během záporné půlvlny síťového napětí se kondenzátor C_3 přebije na opačnou polaritu. Na počátku kladné půlvlny síťového napětí se kondenzátor C_3 vybije přes obvod R_{14} , R_L , D_8 a nemůže způsobit zapnutí triaku, jež by bylo nežádoucí, protože k zapnutí na začátku každé kladné půlvlny síťového napětí je určen obvod R_{12} , C_2 , R_{13} , D_6 a D_7 . Celý cyklus se neustále opakuje, dokud je tyristor T_1 rozepnut.

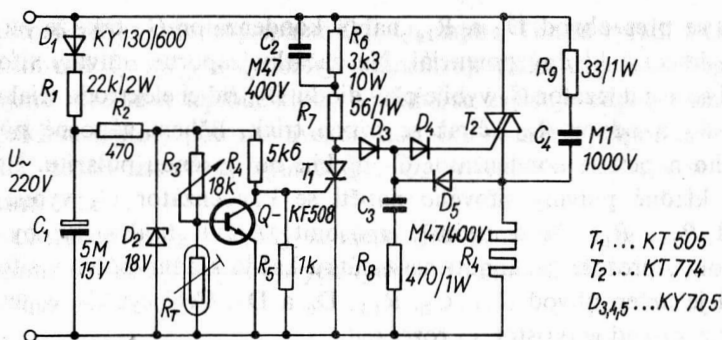
Je-li tyristor T_1 sepnut, klesne jeho anodové napětí na malou hodnotu, takže diody D_6 a D_7 jsou zavřené a triak T_2 nedostává zapínací impulsy.

Žádaná teplota se nastavuje proměnným odporem R_4 . Je-li regulovaná teplota nižší než nastavená, je odpor termistoru R_T velký, tranzistor Q_1 je zavřen malým proudem báze a tranzistor Q_2 je sepnut, takže napětí na řídicí elektrodě pomocného tyristoru T_1 je pod zapínací hodnotou. Tyristor T_1 je vypnut a triak T_2 zapíná právě popsáním mechanismem. Vzroste-li teplota nad nastavenou hodnotu, je odpor termistoru malý, tranzistor Q_1 je otevřen velkým proudem báze, kdežto tranzistor Q_2 je zavřen. Na řídicí elektrodě pomocného tyristoru je dostatečně velké napětí, takže tyristor T_1 zapíná na začátku každé kladné půlvlny síťového napětí a triak T_2 je trvale rozepnut.

Požaduje-li se zapnutí triaku přesně na začátku každé kladné půlvlny síťového napětí, je možno zvětšit kapacitu kondenzátoru C_2 . Uvedená kapacita však naprosto postačuje k potlačení vysokofrekvenčního rušení na minimum ve většině aplikací. Kromě dobré stability při změnách síťového napětí se popsáný obvod vyznačuje rychlou odezvou a velkou přesností regulace, řádově $\pm 0,25^\circ\text{C}$.

E. Levný triakový regulátor

Na obr. 165 je zjednodušené zapojení předchozího obvodu. Činnost obvodu je obdobná činnosti předchozího obvodu, obvod zesilovače je zjednodušen vypuštěním tranzistoru Q_2 . Termistor R_T je zapojen mezi bázi a emitor tranzistoru Q_1 , aby byla zaručena správná činnost obvodu. Chybějící druhý tranzistor je částečně nahrazen zvětšením citlivosti tran-



Obr. 165. Levný triakový regulátor teploty ($R_T = 2 \text{ k}\Omega/25^\circ\text{C}$)

zistoru Q na změny odporu termistoru. Obvod si tak uchovává dobrou přesnost regulace, řádově $\pm 0,5^\circ\text{C}$ a zároveň rychlou odezvu. Tento regulátor je zvláště vhodný pro regulace teploty různých lázní a roztoků.

F. Synchronní regulátor s triakem

Na obr. 166 je zapojení regulátoru teploty se synchronním triakovým spínačem, jež je variantou obvodu na obr. 160, u něhož je externí regulátor – termostat nahrazen vlastním tranzistorovým regulátorem. Místo kontaktu S termostatu je zapojen tranzistor Q_5 tak, že odpor R_5 tvoří jeho kolektorovou zátěž. Tranzistor Q_5 spolu s tranzistorem Q_6 pracují jako rozdílový zesilovač, zapojený ve funkci detektoru nerovnováhy do diagonály teplotně závislého můstku, tvořeného odpory R_8, R_9, R_{10}, R_{11} a termistorem R_T . Žádaná teplota se nastavuje proměnným odporem R_9 , jímž se mění referenční napětí v bodě B na bázi tranzistoru Q_6 . Je-li regulovaná teplota nižší než nastavená, je odpor termistoru R_T tak velký, že potenciál bodu A je nižší než potenciál bodu B a tranzistor Q_5 je sepnut. Odporem R_5 prochází dostatečně velký proud pro vybuzení tranzistoru Q_4 k synchronnímu zapínání triaku T. Naopak při teplotě vyšší, než je nastavená, se zmenší odpor termistoru tak, že potenciál bodu A vzroste nad potenciál bodu B, tranzistor Q_5 vypne a s ním i tranzistor Q_4 . Triak T nedostává řídicí impulsy a topení je vypnuto.

Řídicí elektroda triaku je buzena zápornými proudovými impulsy v kladných i záporných půlvlnách síťového napětí, přičemž zapínací proudy triaku nejsou stejné pro obě polaritu anodového napětí. To znamená, že

při nízké teplotě a takové nerovnováze můstku, že řídicí proud je větší než maximální zapínací proudy triaku pro obě polaridy anodového napětí, je triak zapínán v obou půlvlnách síťového napětí. Při vzrůstu teploty se můstek dostane blíže rovnováze, řídicí proud triaku klesne tak, že triak je zapínán pouze v kladných půlvlnách síťového napětí. Topení dostává v tomto případě poloviční příkon. Když je můstek v rovnováze, zmenší se řídicí proud triaku natolik, že triak nezapíná ani v kladných půlvlnách síťového napětí a topení je bez příkonu.

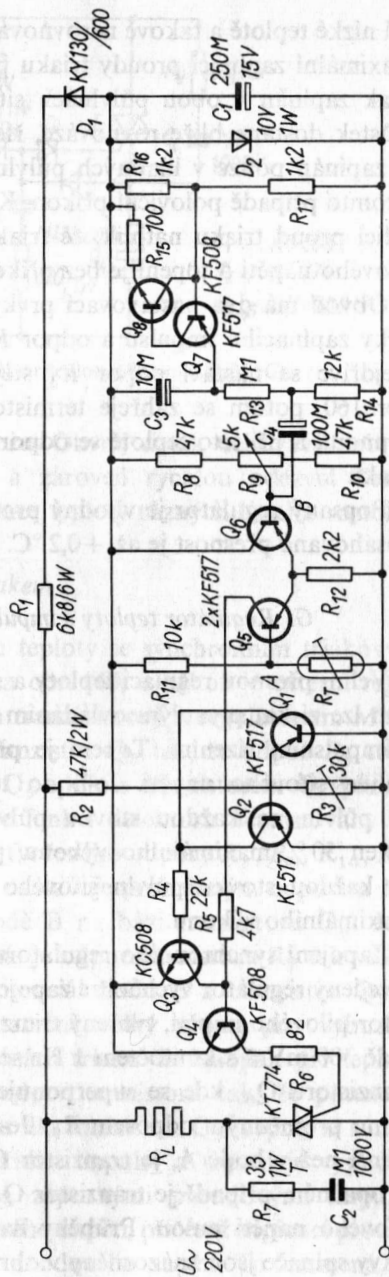
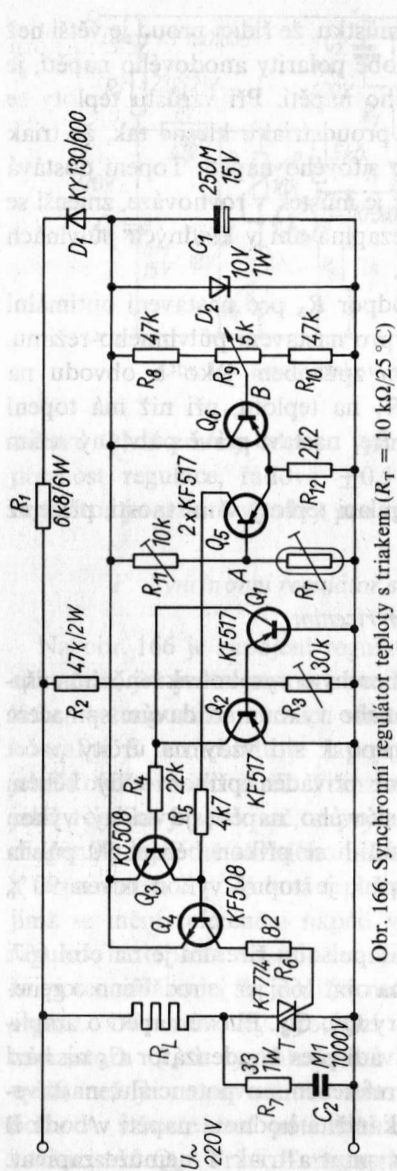
Obvod má dva nastavovací prvky: odpor R_3 pro nastavení optimální šířky zapínacího impulsu a odpor R_{11} pro nastavení půlvlnného režimu. Nejdříve se nastaví odpor R_3 stejným způsobem jako u obvodu na obr. 160, potom se zahřeje termistor R_T na teplotu, při níž má topení vypnout, a při této teplotě se odporem R_{11} nastaví právě půlvlnný režim triaku T.

Popsaný regulátor je vhodný pro regulaci teploty v místnosti, přičemž dosahovaná přesnost je až $+0,2^\circ\text{C}$.

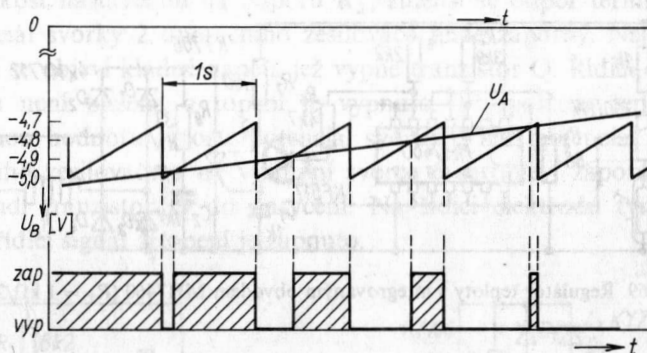
G. Regulátor teploty s impulsním řízením

Velmi přesnou regulaci teploty a s omezeným vysokofrekvenčním rušením lze získat plynulým ovládním topného výkonu střídavým spínačem s impulsním řízením. Topení je připojeno k síti vždy na určitý počet půlvln síťového napětí. Je-li do topení přiváděn příkon vždy během 50 půlvln na každou stovku půlvln síťového napětí, je topný výkon roven 50 % maximálního výkonu, přivádí-li se příkon během 90 půlvln na každou stovku půlvln síťového napětí, je topný výkon roven 90 % maximálního výkonu.

Zapojení synchronního regulátoru s impulsním řízením je na obr. 167. Uvedený regulátor vychází ze zapojení na obr. 166, jež je rozšířeno o generátor pilového napětí, tvořený tranzistory Q_7 , Q_8 . Pilové napětí o amplitudě 300 mV a s kmitočtem 1 Hz se přivádí přes kondenzátor C_4 na bázi tranzistoru Q_6 , kde se superponuje k referenčnímu potenciálu, nastavenému proměnným odporem R_9 . Je-li okamžitá hodnota napětí v bodě B menší než v bodě A, je tranzistor Q_5 vypnut a triak T nemůže zapínat. V opačném případě je tranzistor Q_5 zapnut a triak zapíná při průchodu síťového napětí nulou. Průběhy napětí v bodech A a B a odpovídající stavy spínače jsou znázorněny v obr. 168.



Je-li regulovaná teplota pod nastavenou hodnotou, je odpor termistoru R_T velký a napětí v bodě A je menší než v bodě B. Tranzistor Q_5 je sepnut a topení připojeno k síti. Při vzrůstu teploty se zmenšuje odpor termistoru a potenciál bodu A roste, což má za následek zmenšení příkonu, přiváděného do topení. Vzroste-li regulovaná teplota nad nastavenou hodnotu, vzroste potenciál bodu A natolik, že tranzistor Q_5 vypne a topení se odpojí od sítě.



Obr. 168. Průběhy napětí v bodech A a B stav spínače v synchronním regulátoru teploty s impulsním řízením

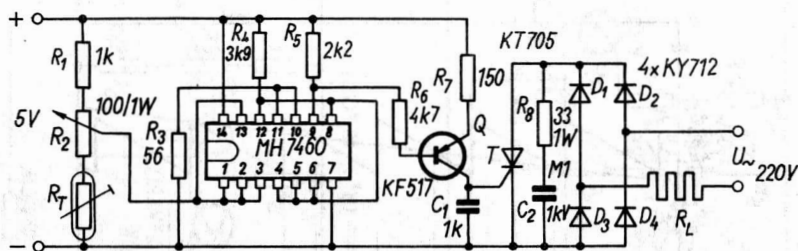
Nastavení obvodu je obdobné jako u předešlého regulátoru. Nejdříve se proměnným odporem R_3 nastaví optimální šířka řídicího impulsu, pak se proměnný odpor R_9 nastaví do střední polohy a termistor R_T se zahřeje na požadovanou teplotu. Odpor R_{11} se nastaví tak, aby příkon, přiváděný do topení, klesl na $1/3$ maximálního příkonu.

Popsaný regulátor je vhodný zejména k regulaci teploty místnosti, přičemž odporem R_9 lze měnit teplotu v místnosti okolo nastavené hodnoty o několik stupňů.

12.3. Regulátory teploty s integrovanými obvody

Integrované obvody, jež dnes pronikají téměř do všech oblastí elektroniky a regulační techniky, velmi zjednodušují zapojení řešená technikou diskrétních tranzistorových obvodů a umožňují vytvářet nové obvody, kvalitativně odlišné od obvodů dosud užívaných. Ke stavbě regulátorů

teploty lze výhodně využít jak číslcových, tak i lineárních integrovaných obvodů, jež jsou u nás na trhu. V cizině se dnes vyrábějí univerzální integrované řídicí obvody pro tyristorové a triakové střídavé spínače, jež jsou obvodově řešeny tak důmyslně, že pouhým připojením několika vnějších odporů a kondenzátorů k integrovanému obvodu lze snadno sestavit regulátor teploty s velmi dobrými regulačními vlastnostmi.

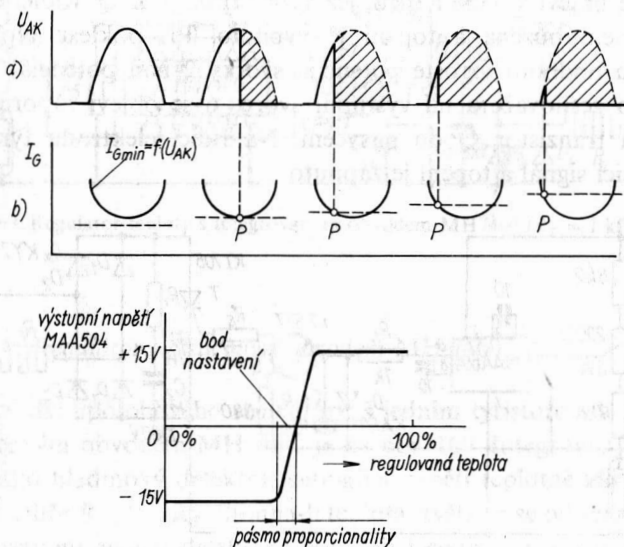


Obr. 169. Regulátor teploty s integrovaným obvodem MH7460 ($R_T = 1 \text{ k}\Omega/25^\circ\text{C}$)

A. Regulátor s číslcovým obvodem MH 7460

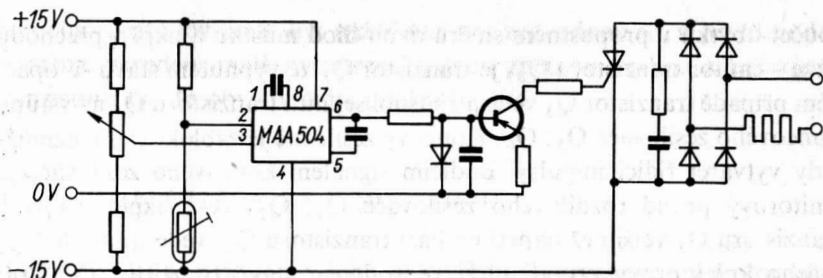
Zapojení dvoupolohového regulátoru s jedním tyristorem a integrovaným číslcovým obvodem MH 7460 je na obr. 169. Integrovaný obvod je zapojen jako hladinový detektor, snímající napětí teplotně závislého odporového děliče R_1 , R_2 , R_T . Stoupá-li teplota, zvětšuje se odpor termistoru R_T a na vstupní svorce detektoru (paralelně spojené vývody 1, 2, 3, 13 obvodu MH 7460) roste napětí. Překročí-li toto napětí horní prahové napětí, 0,96 V, přepne se hladinový detektor do stavu, kdy je na jeho výstupu (svorka 9 obvodu MH 7460) velké napětí. Tranzistor Q je vypnut, řídicí elektroda tyristoru T není buzena a topení je vypnuto. Při poklesu teploty zmenšuje termistor svůj odpor a vstupní napětí hladinového detektoru rovněž klesá. Když klesne pod spodní prahové napětí 0,89 V, přepne se hladinový detektor do stavu, kdy je na jeho výstupu malé napětí. Tranzistor Q sepne do nasycení, vybudí řídicí elektrodu tyristoru T, zapojeného do diagonály diodového můstku D_1 až D_4 , a topení se připojí k síti. Žádaná teplota se nastavuje proměnným odporem R_2 . Kondenzátor C_1 zabraňuje nahodilému zapnutí tyristoru.

Na obr. 171b jsou uvedeny křivky, jež udávají pro příslušná anodová napětí tyristoru minimální hodnotu okamžitého řídícího proudu, potřebného pro zapnutí tyristoru. První zapnutí tyristoru nastane při úhlu 90° a s rostoucím řídícím proudem se úhel zapnutí zmenšuje. To tedy znamená, že existuje úzké pásmo proporcionality mezi 0° a 90° , v němž se spojitě mění úhel vedení tyristoru. Uvedený obvod v sobě spojuje jednoduchost dvoupolohové regulace s žádanými vlastnostmi proporcionální regulace. Na druhé straně se však v tomto úzkém pásmu proporcionality zvětšuje vysokofrekvenční rušení.



Obr. 171. Podstata proporcionální regulace v okolí nastavené hodnoty; průběh anodového napětí tyristoru (obr. a) odpovídající průběh minimálního řídícího proudu $I_{Gmin} = f(U_{AK})$ (obr. b), závislost výstupního napětí zesilovače na regulované teplotě (obr. c)

Alternativní zapojení na obr. 172 využívá operačního zesilovače k zesílení odchylky regulované teploty od nastavené hodnoty. Signál úměrný skutečné teplotě se přivádí na svorku 2 invertujícího vstupu operačního zesilovače, referenční signál na svorku 3 neinvertujícího vstupu. Rozdílové napětí mezi oběma vstupními svorkami odpovídá odchylce regulované teploty od nastavené. Je-li regulovaná teplota vyšší, je svorka 2 zápornější než svorka 3 a výstup operačního zesilovače je kladný. Tranzistor Q je

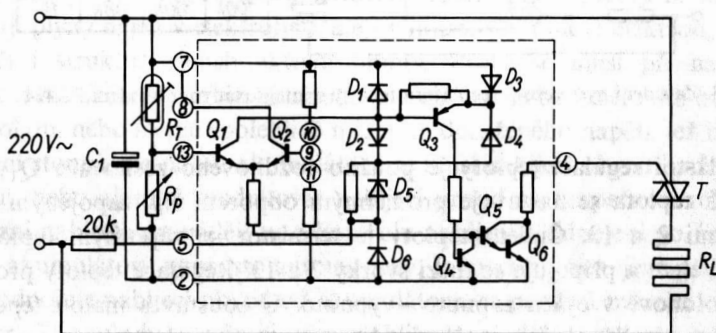


Obr. 172. Alternativní zapojení regulátoru teploty s operačním zesilovačem

vypnut a s ním i topení. Je-li naopak regulovaná teplota nižší, je svorka 2 kladnější než svorka 3 a výstup operačního zesilovače je záporný. Transistor Q sepne, vybudí řídicí elektrodu tyristoru a topení je zapnuto.

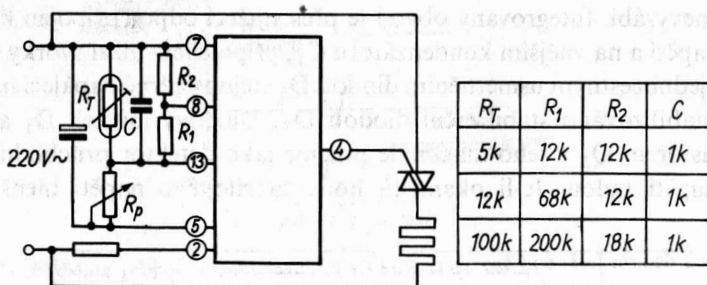
C. Regulátor s integrovaným řídicím obvodem

Na obr. 173 je uvedeno základní zapojení regulátoru teploty s integrovaným řídicím obvodem PA 424 firmy General Electric. U nás se tento typ řídicího integrovaného obvodu pro synchronní spínače v nule síťového napětí nevyrábí. Integrovaný obvod je přes srážecí odpor připojen k síťovému napětí a na vnějším kondenzátoru C_1 , připojeném mezi svorky 2 a 7, vzniká jednocestným usměrněním diodou D_6 stejnosměrné napájecí napětí, jež je stabilizováno stabilizační diodou D_5 . Diodový můstek D_1 až D_4 s tranzistorem Q_3 v jeho diagonále pracuje jako detektor průchodu síťového napětí nulou. Je-li okamžitá hodnota síťového napětí menší než



Obr. 173. Regulátor teploty s integrovaným řídicím obvodem PA424

součet úbytků v propustném směru dvou diod můstku a napětí přechodu báze – emitor tranzistoru Q_3 , je tranzistor Q_3 ve vypnutém stavu. V opačném případě tranzistor Q_3 vede a způsobí sepnutí tranzistoru Q_4 na vstupu koncového zesilovače Q_5 , Q_6 . Koncový zesilovač je zablokovan a nemůže tedy vytvářet řídicí impulsy. Budícím signálem koncového zesilovače je emitorový proud rozdílového zesilovače Q_1 , Q_2 . Je-li napětí na bázi tranzistoru Q_1 větší než napětí na bázi tranzistoru Q_2 , vede tranzistor Q_1 a jeho kolektorový proud udrží ve vodivém stavu tranzistor Q_3 i při průchodu síťového napětí nulou. To tedy znamená, že koncový zesilovač je zablokovan. Je-li naopak napětí na bázi tranzistoru Q_1 menší než napětí na bázi tranzistoru Q_2 , vede tranzistor Q_2 a vždy v krátkém intervalu, rozloženém symetricky kolem průchodu síťového napětí nulou, přichází emitorový proud tranzistoru Q_2 do báze vstupního tranzistoru Q_5 koncového stupně. Koncový stupeň sepne a vytvoří řídicí impuls. Řídicí impulsy jsou symetricky rozloženy kolem každého průchodu síťového napětí nulou a mají oproti katodě triaku zápornou polaritu. Tím se vyhneme nevýhodnému provozu ve III. (+) kvadrantu, kde je zapotřebí větší řídicí proud než v ostatních kvadrantech.



Obr. 174. Zavedení hystereze u regulátoru teploty s integrovaným obvodem PA424

K vlastní regulaci teploty je použito rozdílového zesilovače Q_1 , Q_2 . Žádaná teplota se nastavuje proměnným odporem R_p , zapojeným mezi svorkami 2 a 13. Čidlem teploty je termistor se záporným teplotním součinitelem a připojuje se mezi svorky 7 a 13. Regulace teploty probíhá dvoupolohově v cyklu zapnuto – vypnuto. U soustav s malou tepelnou setrvačností může dojít k ustálení cyklu vypnuto – jednocestné usměrnění nebo jednocestné usměrnění – zapnuto podle směru působení poslední

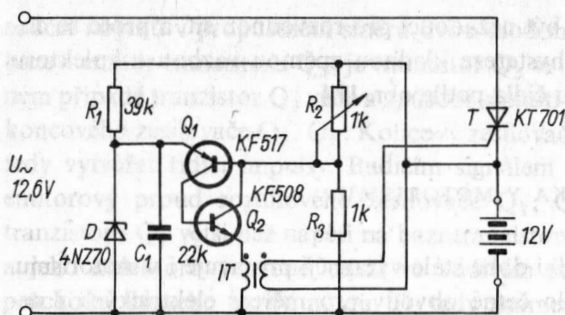
poruchy. Tento jev může být nežádoucí pro rozvodnou síť, a proto se doporučuje zavedení malé hystereze kladnou zpětnou vazbou z kolektoru tranzistoru Q_2 do obvodu čidla podle obr. 174.

13. ELEKTRONIKA V MOTORISMU

Elektronika se v poslední době stále výrazněji prosazuje i v motorismu. Mnoho firem vypracovalo četné obvody pro měření elektrických i neelektrických veličin ve vozidle (teplota, rychlost otáčení, stav paliva, úhel sepnutí kontaktů přerušovače a další), dále obvody pro zajištění vozidla (elektrický zámek, poplašné zařízení, blikáče, akustická signalizace ukazovatele směru, automatické rozsvěcování parkovacích světel), nabíječe akumulátorů, elektronické zapalování, akustická zařízení a mnohé jiné. V převážné většině těchto obvodů se používají tranzistory, v poslední době křemíkové pro jejich zanedbatelný zbytkový proud a vyšší provozní teplotu přechodu. V mnohých spínacích obvodech je však výhodnější použít tyristory, přestože jejich cena je zatím vyšší než cena tranzistorů, protože teprve tyristory umožňují snadné dosažení všech vlastností a parametrů, jež se od těchto obvodů vyžadují. Mnohým zájemcům pro modernizaci automobilu se tak otevírá velké pole pro experimentování a uplatnění nových nápadů.

13.1. Nabíječe akumulátorů

Z praxe je známo, že akumulátorům velmi škodí přebíjení, kterým vznikají plyny nejen v elektrolytu, ale i v houbovité hmotě elektrod, a tím se ničí i struktura jejich aktivní hmoty. Proto se musí při nabíjení kontrolovat okamžik nabití akumulátoru; zjišťuje se buď měřením hustoty elektrolytu, nebo stejně spolehlivě měřením dosaženého napětí, jež během nabíjení stoupá. Po nabití akumulátoru se musí nabíjecí obvod buď vůbec odpojit, nebo alespoň zredukovat nabíjecí proud na bezpečnou velikost. Moderní nabíječe provádějí tuto kontrolu nabíjení a odpojení po úplném nabití akumulátoru naprosto automaticky. Jako akční člen, jež připojuje nebo odpojuje nabíjecí obvod od akumulátoru, se používá tranzistor nebo tyristor. V souladu s náplní této publikace si dále uvedeme několik základních zapojení nabíječek s tyristory.



Obr. 175. Jednoduchý nabíječ akumulátorů 12 V (transformátor IT: 2×100 z; průměr 0,1 CuL; jádro J26/16, ferit H12)

Na obr. 175 je zapojení jednoduchého nabíječe s jedním tyristorem. Tento nabíječ pro akumulátory se svorkovým napětím 12 V je zajištěn proti nesprávné obsluze, tzn. připojení akumulátoru s obrácenou polaritou nebo zkratování výstupních svorek. V obou případech nemůže totiž nabíječ pracovat. Je-li akumulátor správně připojen, probíhá nabíjení až do úplného nabití, kdy se nabíječ samočinně odstaví.

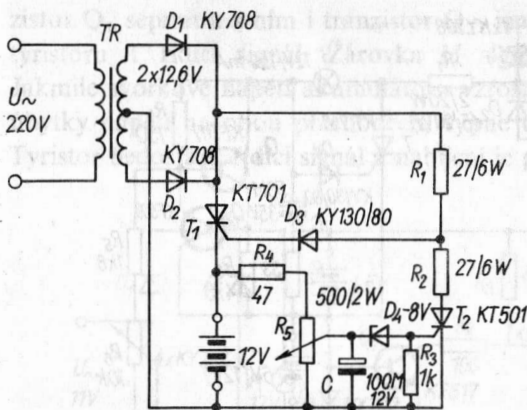
Nabíjecí proud akumulátoru je tvořen krátkými proudovými impulsy, procházejícími přes tyristor T. Šířka těchto nabíjecích impulsů závisí na vrcholové hodnotě napájecího napětí, na velikosti svorkového napětí akumulátoru a na úbytku napětí na tyristoru. Minimální šířka impulsu je pro napětí akumulátoru 12 V rovna 66° .

Řídicí obvod tyristoru je tvořen relaxačním oscilátorem s tranzistorem Q_1 a Q_2 a s impulsním transformátorem IT v emitoru Q_2 . Oscilátor je napájen z napětí nabíjeného akumulátoru a kmitá, pokud je toto napětí malé. Jak se postupně nabíjí akumulátor, roste napájecí napětí oscilátoru a s ním i špičkové napětí na kondenzátoru C_1 . Dosáhne-li toto napětí velikosti, kdy se uvede v činnost stabilizační dioda D, pracující jako omezovač napětí, přestane oscilátor kmitat, tyristor se vypne a odpojí nabíječ od akumulátoru. Okamžik odpojení nabíječe se nastaví proměnným odporem R_2 při připojení plně nabitého akumulátoru.

Zapojení nabíječe s dvěma tyristory pro akumulátory se svorkovým napětím 12 V je na obr. 176. Nabíjení probíhá až do úplného nabití, kdy se nabíječ automaticky odpojí. Je-li nabíječ k akumulátoru připojen trvale, pak se opět při poklesu napětí zapne a znovu dobíjí akumulátor, takže nabíječ lze v tomto případě použít i jako záložní nouzový zdroj.

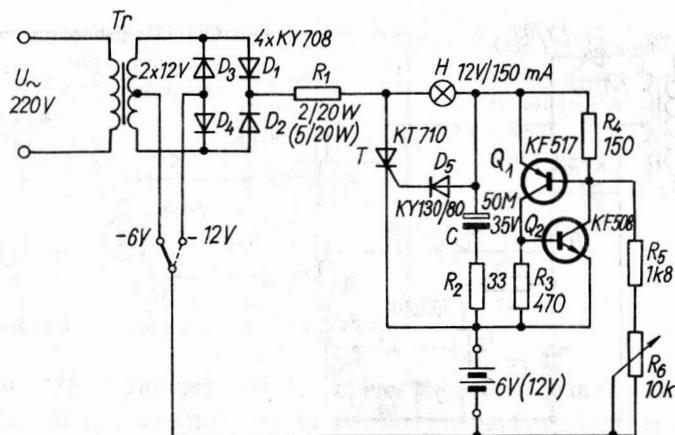
Silový obvod nabíječe tvoří transformátor Tr, usměrňovač D_1 , D_2 a tyristor T_1 zapojený do série s akumulátorem. Tyristor T_1 je na začátku

Obr. 176. Nabíječ
se 2 tyristory pro
akumulátory 12 V

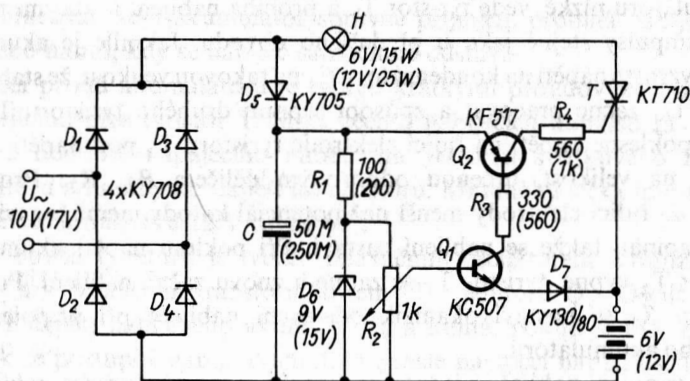


každé půlperiody zapínán řídicím obvodem R_1 , D_3 . Dokud je napětí akumulátoru nízké, vede tyristor T_1 a probíhá nabíjení krátkými proudovými impulsy stejně jako u předešlého obvodu. Jakmile je akumulátor nabit, vzroste napětí na kondenzátoru C_1 na takovou velikost, že stabilizační dioda D_4 začne pracovat a způsobí sepnutí druhého tyristoru T_2 . Tím náhle poklesne napětí na řídicí elektrodě tyristoru T_1 pod napětí akumulátoru na velikost, určenou odporovým děličem R_1 , R_2 . Protože je potenciál řídicí elektrody menší než potenciál katody, nemůže tyristor T_1 dále zapínat, takže se nabíjení zastaví. Při poklesu napětí akumulátoru tyristor T_2 vypne, tyristor T_1 se zapne a znovu začne nabíjení. Potenciometrem R_5 se nastaví okamžik odstavení nabíječe při připojení plně nabitého akumulátoru.

Jiné zapojení nabíječe s jedním tyristorem a tranzistorovým spínačem je na obr. 177. Obvodu lze použít pro nabíjení akumulátorů se svorkovým napětím 12 V nebo 6 V. Podle požadované velikosti napětí nabíječe se spojí záporný pól akumulátoru buď se středem sekundárního vinutí transformátoru Tr , kdy diody D_1 a D_2 usměrňují poloviční sekundární napětí, nebo s anodami diod D_3 a D_4 , kdy je na celé sekundární napětí připojen diodový můstek D_1 až D_4 . Nabíjení akumulátoru signalizuje žárovka H . Tyristor T se v každé půlperiodě zapíná řídicím napětím z kondenzátoru C , jenž se nabíjí přes odpory R_1 , R_2 a signalizační žárovku H . Po nabití akumulátoru se zapne tranzistorový spínač Q_1 , Q_2 a vybijí kondenzátor C , takže jeho napětí klesne na velikost úbytku na tranzistorech (asi 1 V) a tyristor nemůže dále zapínat. Žárovka H je nyní



Obr. 177. Nabíječ s přepínáním pro akumulátory 6 V a 12 V

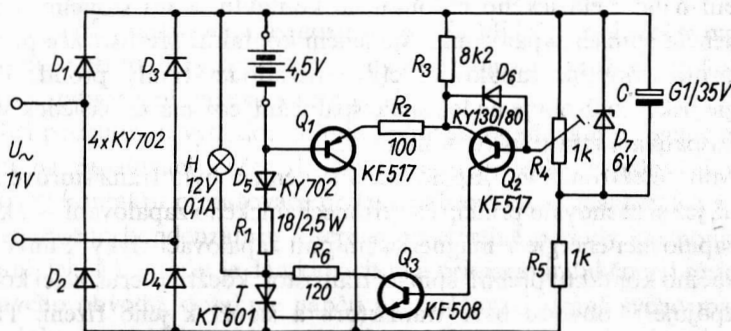


Obr. 178. Nabíječ pro akumulátory 6 V nebo 12 V

přes tranzistorový spínač připojena do obvodu, indikuje nabití akumulátoru a zároveň se přes ni dobíjí akumulátor proudem asi 150 mA. Okamžik sepnutí tranzistorů lze nastavit proměnným odporem R_6 .

Další možné zapojení nabíječe pro akumulátory 6 V a 12 V je na obr. 178. Nabíjecí proud prochází z výstupu diodového můstku D_1 až D_4 přes žárovku H a tyristor T . Napětí nabíjeného akumulátoru porovnává tranzistor Q_1 s referenčním napětím, nastaveným na odporu R_2 . Dokud je svorkové napětí akumulátoru nižší než referenční napětí plus úbytky napětí na přechodech báze–emitor tranzistoru Q_1 a diody D_7 , je tran-

zistor Q_1 sepnut a s ním i tranzistor Q_2 , jenž přivádí na řídicí elektrodu tyristoru T řídicí signál. Žárovka H signalizuje probíhající nabíjení. Jakmile svorkové napětí akumulátoru vzroste nad referenční napětí plus úbytky napětí na obou přechodech, vypne tranzistor Q_1 a s ním i Q_2 . Tyristor nedostává řídicí signál a nabíjení je přerušeno.



Obr. 179. Nabíječ akumulátorů 4,5 V

Pro akumulátory 4,5 V je určen nabíječ zapojený podle obr. 179. Rozdílový zesilovač Q_1 , Q_2 porovnává svorkové napětí akumulátoru s referenčním napětím, nastaveným na odporu R_4 . V kolektorovém obvodu tranzistoru Q_2 je zapojen tranzistor Q_3 , jenž přivádí řídicí signál na řídicí elektrodu tyristoru T . Při svorkovém napětí menším než 3,3 V je tranzistor Q_1 vypnut a naopak tranzistor Q_2 je sepnut. Přes vybuzený tranzistor Q_3 je zapínán tyristor T . Dobíjení akumulátoru je signalizováno žárovkou H . Při rostoucím napětí akumulátoru se postupně otevírá tranzistor Q_1 a tranzistor Q_2 se naopak přivírá, až při skončeném nabíjení se Q_2 rozezne. Odpor R_4 je nastaven tak, aby při ukončení nabíjení žárovka H právě blikala.

13.2. Elektrické zapalování

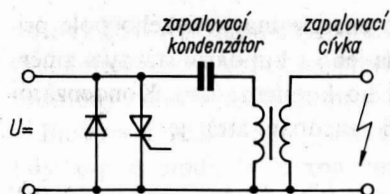
Zapalování vozidel je další velkou oblastí, kam v poslední době proniká elektronika. Příčinou je všeobecně známá skutečnost, že dosavadní elektro-mechanický zapalovací systém má přes svou velkou spolehlivost množství nevýhod. Především se značně opotřebovává kontakt přerušovače spíná-

ním velkých proudů, při větší rychlosti otáčení motoru klesá zapalovací napětí a tím i energie jiskry jako následek zkracování doby zapnutí kontaktu přerušovače, takže proud, jehož narůstání je zpomaleno indukčností primárního vinutí zapalovací cívky, nedosáhne již své maximální hodnoty. Při malé rychlosti otáčení motoru je zapalovací napětí rovněž malé v důsledku zpožděného rozpojení kontaktu přerušovače vlivem jiskření nebo elektrického oblouku na kontaktu, a při stojícím motoru, zapojeném spínači zapalování a spojeném kontaktu přerušovače prochází primárním vinutím zapalovací cívky nežádoucí trvalý proud. Pokles energie jiskry způsobuje nedokonalé spalování, což má za následek špatné využití paliva a ztrátu výkonu motoru.

Prvním elektronickým zapalovacím systémem bylo tranzistorové zapalování, jež si zachovalo princip elektromechanického zapalování – akumulaci zapalovací energie v magnetickém poli zapalovací cívky. Funkci přerušovacího kontaktu přebírá spínací tranzistor, kdežto přerušovací kontakt se zapojuje v obvodu báze tranzistoru a slouží k jeho řízení. Tím se odstraní namáhání kontaktu přerušovače velkým proudem a získá se konstantní zapalovací napětí při malé rychlosti motoru, neboť na spínacím tranzistoru nevzniká žádná jiskra nebo elektrický oblouk, takže se nezpokojuje jeho vypnutí. Protože tranzistorové zapalování pracuje obdobně jako elektromechanické zapalování, nastává i u něho pokles zapalovacího napětí při větší rychlosti motoru a při spojeném kontaktu přerušovače prochází primární cívkou trvalý proud. Kromě toho tranzistorové zapalování vyžaduje zvláštní zapalovací cívku s vyšším převodem závitů, aby napětí indukované v primárním vinutí cívky nemohlo překročit přípustné napětí mezi kolektorem a emitorem spínacího tranzistoru.

Protože ani tranzistorové zapalování neodstranilo všechny nevýhody elektromechanického zapalování, bylo vypracováno kondenzátorové zapalování; toto zapalování odstraní s použitím běžné zapalovací cívky zcela všechny uvedené nevýhody. Základní schéma zapojení kondenzátorového zapalování je na obr. 180. Zapalovací energie se akumuluje v podobě elektrické energie v zapalovacím kondenzátoru, jenž se nabíjí na vysoké napětí a přes tyristor se vybíjí do primárního vinutí zapalovací cívky. Zapalování tyristoru se řídí kontaktem přerušovače.

Kondenzátorové zapalování dává při velké rychlosti motoru konstantní zapalovací napětí a větším zapalovacím výkonem se dosáhne lepší účinnosti motoru. Při malé rychlosti otáčení umožňuje konstantní zapalovací



Obr. 180. Základní schéma zapojení kondenzátorového zapalovacího obvodu

napětí a lepší startovací vlastnosti a rovněž klidnější volnoběh motoru. Zároveň je při malé rychlosti nepatrný odběr proudu, což je pro kondenzátorové zapalování typická vlastnost.

Další podstatnou výhodou tohoto způsobu zapalování je rychlý nárůst napětí na zapalovací svíčke. U elektromechanického zapalování se při rozpojení kontaktu přerušovače přelévá nahromaděná magnetická energie do nenabitého kondenzátoru a teprve po čtvrtině periody harmonického kmitání, jehož kmitočet je dán kapacitou a primární indukčností sériového kmitavého obvodu, dosahuje napětí na zatěžovací straně svého maxima. Tato doba je asi 125 μs . U kondenzátorového zapalování je kondenzátor nabit, takže okamžitě po zapálení tyristoru se celé napětí kondenzátoru objeví na primárním vinutí zapalovací cívky. Rychlost nárůstu napětí na zátěži určuje tedy doba zapnutí tyristoru, jež je asi 2 μs .

Po stránce obvodové vyžaduje kondenzátorové zapalování kromě vlastního zapalovacího obvodu, složeného z kondenzátoru, zapalovací cívky, diody a tyristoru a řídícího obvodu tyristoru, ještě nabíjecí obvod kondenzátoru. Nejčastěji se k nabíjení zapalovacího kondenzátoru používají jednočinné tranzistorové měniče napětí s transformátory se vzduchovou mezerou. Indukčnost primárního vinutí takového transformátoru je téměř konstantní a nezávislá na velikosti proudu, procházejícího primárním vinutím. Mezi stejnosměrným napájecím napětím U_B a časovou změnou primárního proudu transformátoru i platí velmi přesně vztah

$$U_B = L \frac{di}{dt} \quad (62)$$

Proud do primárního vinutí přivádí spínací výkonový tranzistor, jehož zapínání je řízeno kontaktem přerušovače. Po zapnutí tohoto tranzistoru začne v indukčnosti L primárního vinutí lineárně narůstat proud i a v magnetickém poli indukčnosti se akumuluje energie

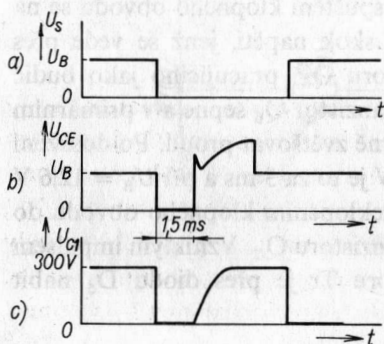
$$W_m = \frac{1}{2} Li^2 \quad (63)$$

$$U_c = \sqrt{\frac{2W_m}{C}} = i \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (64)$$
[illegible]

Obvodově nejjednodušší je zapojení s blokovacím oscilátorem, jehož schéma zapojení je na obr. 181. Zapalovací kondenzátor C_1 je nabíjen jediným impulsem vždy při vypnutí tranzistoru Q blokovacího oscilátoru. Blokovací oscilátor obsahuje transformátor Tr s pracovním vinutím N_1 , zpětnovazebním vinutím N_2 a výstupním vinutím N_3 a dále obvody tranzistoru Q. Odpor R_3 v obvodu báze omezuje řídicí proud tranzistoru, dioda D_2 zabráňuje překročení průrazného napětí mezi bází a emitorem,

seriový člen RC , zapojený paralelně k přechodu kolektor – emitor, tlumí vysokofrekvenční kmity na přechodu, stabilizační diody D_6 a D_7 chrání přechody kolektoru a báze před napěťovými průrazy.

Blokovací oscilátor se uvede v činnost sepnutím kontaktu přerušovače, kdy se přes diodu D_3 a kondenzátor C_4 dostane na pracovní vinutí N_1 záporný impuls napětí. Ve zpětnovazebním vinutí N_2 se indukuje napětí takové polarity, že obvodem báze začne procházet proud, jímž se zapne tranzistor Q . Pracovním vinutím N_1 začne procházet lineárně narůstající kolektorový proud. Narůstání kolektorového proudu probíhá tak dlouho, dokud proud kolektoru nedosáhne hodnoty, odpovídající proudu báze a proudovému zesílení tranzistoru. V tom okamžiku se přestane kolektorový proud zvětšovat, což má za následek pokles napětí na pracovním vinutí a zánik zpětnovazebního napětí a tranzistor vypne. Energie, akumulovaná během růstu kolektorového proudu tranzistoru v magnetickém poli pracovního vinutí se dostane v podobě impulsu přes výstupní vinutí N_3 a diodu D_5 na kondenzátor C_1 , jenž se nabije na napětí asi 300 V. Celý tento nabíjecí děj trvá 1,5 ms. Při spojení kontaktu přerušovače se kromě sepnutí tranzistoru Q nabíjí z napětí baterie přes odpor R_1 kondenzátor C_2 řídicího obvodu tyristoru T . V okamžiku rozpojení kontaktu přerušovače se kondenzátor C_2 vybije přes obvod R_2 , D_1 do řídicí elektrody tyristoru. Tyristor zapne a vybije zapalovací kondenzátor C_1 do primárního vinutí zapalovací cívky. Kmitavým obvodem, tvořeným kondenzátorem C_1 a primárním vinutím N_p zapalovací cívky začne procházet střídavý proud s klesající amplitudou. Tlumené kmitání probíhá asi po tři periody, přičemž jednu půlvlnu střídavého proudu vede tyristor, druhou dioda D_4 . Protože tyristor během vedení diody vypne, musí být znovu zapálen v další půlvlně. To je zajištěno pozvolným vybíjením kondenzátoru C_2 po celou



Obr. 182. Průběhy důležitých veličin v obvodu podle obr. 181;

- a) napětí na kontaktu přerušovače;
- b) napětí kolektor – emitor tranzistoru Q ;
- c) napětí zapalovacího kondenzátoru C_1

tuto dobu do řídící elektrody tyristoru. Doba hoření svíček je asi 0,4 ms.

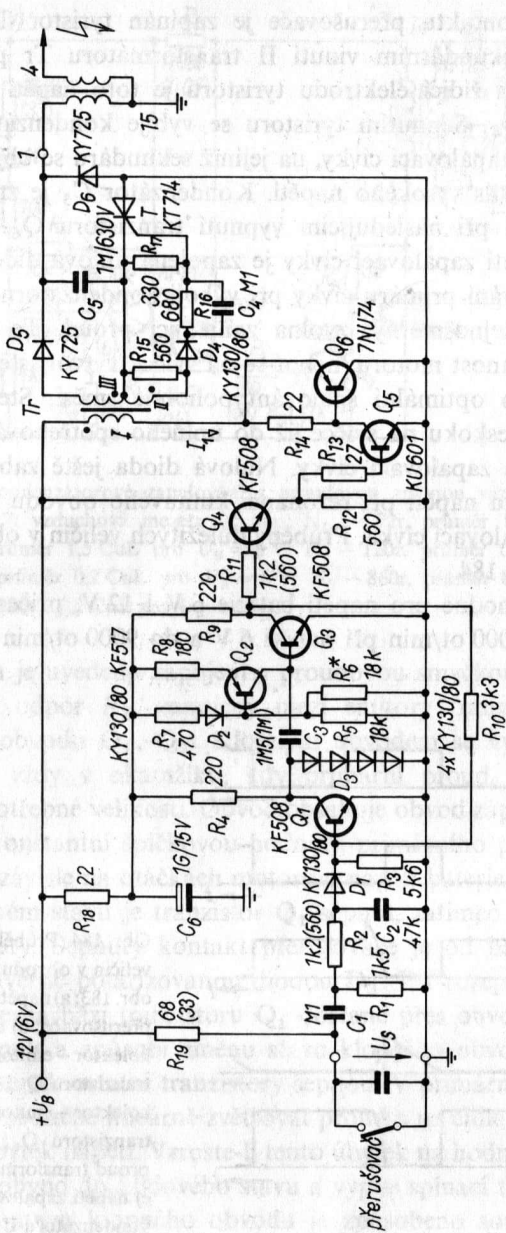
Maximální kmitočet po sobě jdoucích výbojů zapalovacího kondenzátoru je 300 Hz, což odpovídá 9000 ot/min čtyřtaktního čtyřválcového motoru. Obvod pracuje s napájecím napětím 6,5 až 12 V. Průběhy důležitých veličin v obvodu jsou znázorněny na obr. 182.

Zapojení s monostabilním klopným obvodem je na obr. 183. Klopný obvod kompenzuje vliv změn napájecího napětí U_B na velikost zapalovacího napětí tím způsobem, že mění délku doby sepnutí spínacího tranzistoru Q_6 podle okamžité hodnoty napětí U_B . Z rovnice

$$U_B = L \frac{di}{dt} \quad (65)$$

vyplývá, že pro dosažení stejné hodnoty proudu i při klesajícím napětí U_B je třeba prodlužovat dobu sepnutí spínacího tranzistoru a naopak. Do časovacího obvodu monostabilního klopného obvodu Q_1 , Q_3 je zařazen tranzistor Q_2 , pracující jako napěťově závislý odpor. Odpor přechodu kolektor–emitor je závislý na poloze pracovního bodu tranzistoru a mění se s napájecím napětím přiváděným na bázi tranzistoru Q_2 pomocí děliče R_5 , R_6 , R_7 a D_2 . Dioda D_2 kompenzuje teplotní závislost napětí na přechodu báze–emitor tranzistoru Q_2 . Pro správnou činnost klopného obvodu je třeba stabilizovat klidové napětí na kondenzátoru C_3 , a proto je kolektorové napětí tranzistoru Q_1 omezeno řetězcem sériově zapojených diod D_3 na hodnotu 2,8 V.

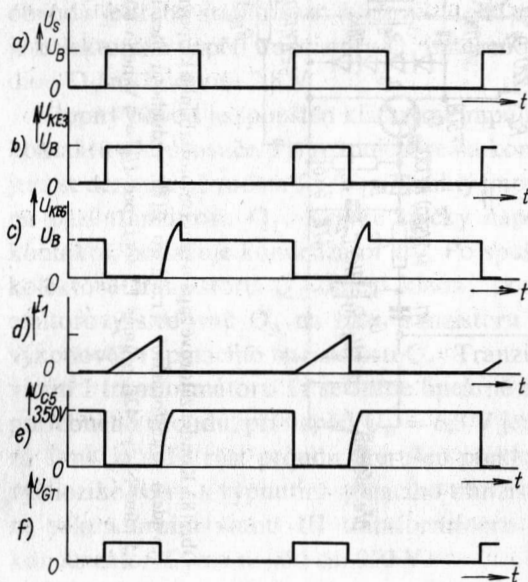
Klopný obvod je spouštěn kladnými impulsy, vznikajícími při rozpojení kontaktu přerušovače. Při rozpojení se na kontaktu objeví skok napětí U_B , jenž se derivuje obvodem R_1 , C_1 a vzniklý impuls se vede přes obvod R_2 , D_1 na bázi tranzistoru Q_1 . Krátké špičky napětí, vznikající při odskocích kontaktu, potlačuje kondenzátor C_2 . Po spuštění klopného obvodu se na kolektoru tranzistoru Q_3 objeví kladný skok napětí, jenž se vede přes emitorový sledovač Q_4 na bázi tranzistoru Q_5 , pracujícího jako budič výkonového spínacího tranzistoru Q_6 . Tranzistor Q_6 sepne a v primárním vinutí I transformátoru Tr se začne lineárně zvětšovat proud. Po dosažení potřebného proudu, při napětí $U_B = 6,3$ V je to za 3 ms a při $U_B = 12,6$ V za 2 ms, je další růst proudu přerušen překlopením klopného obvodu do výchozího stavu a vypnutím spínacího tranzistoru Q_6 . Vzniklým impulsem na sekundárním vinutí III transformátoru Tr je přes diodu D_5 nabit kondenzátor C_5 na napětí asi 350 V.



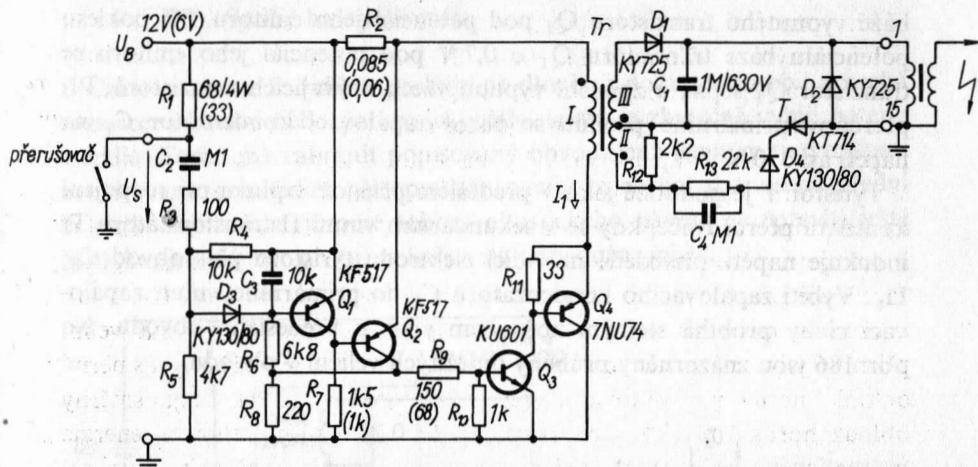
Obr. 183. Kondenzátorové zapalování s monostabilním klopným obvodem (transformátor Tr: jádro EI78; vzduchová mezera 1,5 mm; N_1 – 42r, průměr 1,5 CuL pro $U_B = 6$ V nebo 60z, průměr 1,2 CuL pro $U_B = 12$ V; N_2 – 100z, průměr 0,2 CuL; N_3 – 860z, průměr 0,2 CuL)

Při rozpojení kontaktu přerušovače je zapínán tyristor T napětím, indukovaným v sekundárním vinutí II transformátoru Tr po sepnutí tranzistoru Q_6 . Na řídicí elektrodu tyristoru je toto napětí přivedeno přes obvod D_4 , C_4 . Sepnutím tyristoru se vybije kondenzátor C_5 do primárního vinutí zapalovací cívky, na jejímž sekundáru se objeví krátký a velmi strmý impuls vysokého napětí. Kondenzátor C_5 je znovu nabit na původní napětí při následujícím vypnutí tranzistoru Q_6 . Paralelně k primárnímu vinutí zapalovací cívky je zapojena nulová dioda D_6 , jež zabráňuje přepólování primáru cívky při výboji kondenzátoru C_5 , a tak udržuje v cívce stejnosměrný, zvolna zanikající proud. To má velmi příznivý vliv na činnost motoru, neboť se na svíčke vytvoří stejnosměrný oblouk, nutný pro optimální spalování pohonné směsi. Stejnosměrný oblouk hoří od přeskočení na svíčke až do úplného spotřebování energie magnetického pole zapalovací cívky. Nulová dioda ještě zabráňuje nebezpečnému vzrůstu napětí při rezonanci kmitavého obvodu zapalovací kondenzátor – zapalovací cívka. Průběhy důležitých veličin v obvodu jsou znázorněny na obr. 184.

Zapalování je vhodné pro napětí baterie 6 V i 12 V, přičemž pracuje spolehlivě až do 7000 ot/min při napětí 6 V a do 9000 ot/min při napětí 12 V.



Obr. 184. Průběhy důležitých veličin v obvodu podle obr. 183; a) napětí na kontaktu přerušovače; b) napětí kolektor – emitor tranzistoru Q_3 ; c) napětí kolektor – emitor tranzistoru Q_6 ; d) primární proud transformátoru Tr; e) napětí zapalovacího kondenzátoru C_5 ; f) řídicí napětí tyristoru T



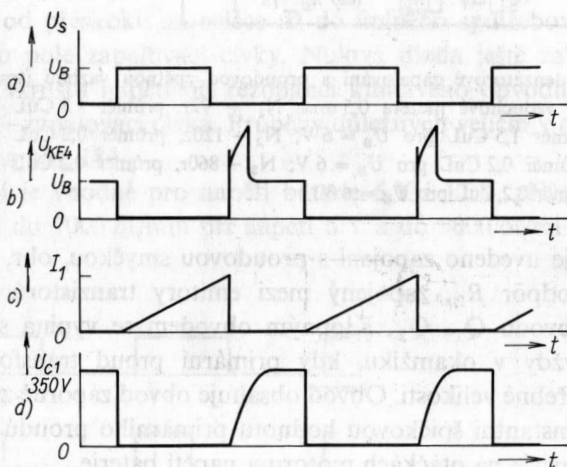
Obr. 185. Kondenzátorové zapalování s proudovou zpětnou vazbou (transformátor Tr: jádro M55/17; vzduchová mezera 0,5 mm; N_1 – 72r, průměr 1,2 CuL pro $U_B = 12$ V nebo 50r, průměr 1,5 CuL pro $U_B = 6$ V; N_2 – 120z, průměr 0,2 CuL pro $U_B = 12$ V nebo 150r, průměr 0,2 CuL pro $U_B = 6$ V; N_3 – 860r, průměr 0,2 CuL pro $U_B = 12$ V nebo 650r, průměr 0,2 CuL pro $U_B = 6$ V)

Závěrem je uvedeno zapojení s proudovou smyčkou, obr. 185. Čidlem proudu je odpor R_2 , zapojený mezi emitory tranzistorů bistabilního klopného obvodu Q_1 , Q_2 . Klopným obvodem se vypíná spínací tranzistor Q_4 vždy v okamžiku, kdy primární proud transformátoru Tr dosáhne potřebné velikosti. Obvod obsahuje obvod záporné zpětné vazby, udržující konstantní špičkovou hodnotu primárního proudu transformátoru Tr nezávisle na otáčkách motoru a napětí baterie.

V klidovém stavu je tranzistor Q_1 sepnut, zatímco ostatní tranzistory jsou vypnuty. Sepnutý kontakt přerušovače je od báze tranzistoru Q_1 oddělen závěrně polarizovanou diodou D_3 . Při rozepnutí kontaktu přerušovače se na bázi tranzistoru Q_1 dostane přes obvod R_1 , C_2 , R_3 , D_3 kladný impuls a způsobí změnu stavu klopného obvodu. Tranzistor Q_1 vypne a naopak ostatní tranzistory sepnou. V primárním vinutí transformátoru Tr se začne lineárně zvětšovat proud a na čidle R_2 vzniká lineárně rostoucí úbytek napětí. Vzroste-li tento úbytek na hodnotu 0,7 V, překloupí se klopný obvod do klidového stavu a vypne spínací tranzistor Q_4 . Toto překlopení stavu klopného obvodu je způsobeno současným poklesem potenciálu emitoru a kolektoru sepnutého tranzistoru Q_2 a potenciálu

báze vypnutého tranzistoru Q_1 pod potenciál jeho emitoru. Při poklesu potenciálu báze tranzistoru Q_1 o 0,7 V pod potenciál jeho emitoru se tranzistor Q_1 sepne a způsobí vypnutí všech zbývajících tranzistorů. Při přerušení primárního proudu se nabíjí zapalovací kondenzátor C_1 na napětí asi 350 V.

Tyristor T je podobně jako v předešlém případě zapínán při rozpojení kontaktu přerušovače, kdy se v sekundárním vinutí II transformátoru Tr indukuje napětí, přivedené na řídicí elektrodu tyristoru přes obvod C_4 , D_4 . Vybití zapalovacího kondenzátoru C_1 do primárního vinutí zapalovací cívky probíhá stejným způsobem jako u předešlého obvodu. Na obr. 186 jsou znázorněny průběhy důležitých veličin v obvodu.

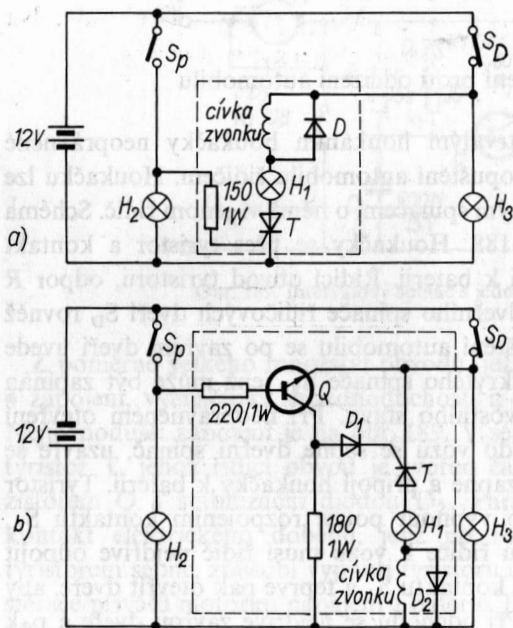


Obr. 186. Průběhy důležitých veličin v obvodu podle obr. 185; a) napětí na kontaktu přerušovače; b) napětí kolektor – emitor tranzistoru Q_4 ; c) primární proud transformátoru Tr; d) napětí na zapalovacím kondenzátoru C_1

Regulační vlastnosti popsaného obvodu jsou skutečně dobré, změnám napájecího napětí v poměru 1 : 3 odpovídá změna napětí na zapalovacím kondenzátoru maximálně o několik voltů. Rozsahy otáček motoru jsou stejné jako u předešlého obvodu.

13.3. Spořič baterie vozidla

Často se stane, že řidič zaparkuje na dlouhou dobu automobil a nechá rozsvícená přední nebo parkovací světla, takže se zbytečně vybíjí baterie vozidla. Tomu má zabránit popisovaný obvod, jenž jemným zazvoněním zvonku upozorní řidiče při opouštění vozu, že nechal rozsvícená přední či parkovací světla. Kromě tohoto akustického návěští se rozsvítí ještě žárovka, jež má být proto umístěna na nápadném místě.



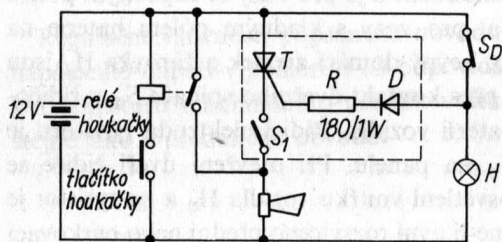
Obr. 187. Zapojení spořiče baterie pro automobily;
a) s uzemněným záporným pólem; b) s uzemněným kladným pólem

Zapojení obvodu je velmi jednoduché a je pro vozy se záporným pólem baterie na kostře na obr. 187a, pro vozy s kladným pólem baterie na kostře je zapojení na obr. 187b. Levný domácí zvoněk a žárovka H_1 jsou zapojeny v sérii s tyristorem a přes kontakt dveřního spínače S_D u řidičových dveří jsou připojeny k baterii vozidla. Řídící elektroda tyristoru je napájena napětím žárovky H_2 na panelu. Při otevření dveří řidiče se sepe dveřní kontakt S_D pro osvětlení vnitřku vozidla H_3 a na tyristor je připojeno napětí baterie. Zůstane-li nyní rozsvíceno přední nebo parkovací

světlo (spínač S_p na panelu je sepnut), svítí žárovka H_2 na panelu a na její napětí je připojena řídicí elektroda tyristoru. Tyristor zapne, obvodem zvonku a žárovky H_1 prochází proud a způsobí zazvonění zvonku a rozsvícení žárovky. Žárovka H_1 zapojená v sérii se zvонkem slouží zároveň jako ochrana zvonku před přetížením. Použitý zvonek je vhodný pouze pro krátkodobou činnost při napětí 6 až 8 V a při trvalém napájení z baterie by se brzy přehřál. Žárovka má za studena malý odpor, jenž se zvětšuje se vzrůstající teplotou vlákna, takže při zapnutí tyristoru prochází zvонkem velký proud a velmi rychle se zmenší na bezpečnou velikost.

13.4. Poplašné zařízení proti odcizení automobilu

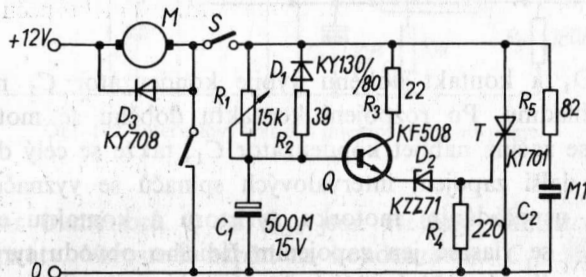
Tento obvod signalizuje trvalým houkáním houkačky neoprávněné otevření řídicích dveří po opuštění automobilu řidičem. Houkačku lze vypnout pouze skrytě umístěným spínačem, o němž ví jenom řidič. Schéma zapojení obvodu je na obr. 188. Houkačky se přes tyristor a kontakt skrytého spínače S_1 připojují k baterii. Řídicí obvod tyristoru, odpor R a dioda D , se přes kontakt dveřního spínače řídicích dveří S_D rovněž připojuje na baterii. Při opuštění automobilu se po zavření dveří uvede poplašné zařízení sepnutím skrytého spínače S_1 , jenž může být zapínán klíčem od dveří, do pohotovostního stavu. Při neoprávněném otevření řídicích dveří a vniknutí do vozu se sepne dveřní spínač, uzavře se řídicí obvod tyristoru, který zapne a připojí houkačky k baterii. Tyristor (a tedy i houkání) je možno vypnout pouze rozpojením kontaktu S_1 . Proto při normálním návratu řidiče k vozu musí řidič nejdříve odpojit poplašné zařízení rozpojením kontaktu S_1 a teprve pak otevřít dveře, aby se nerozhoukaly houkačky. Při odchodu se nejdříve zavřou dveře a pak se zapojí skrytý spínač S_1 .



Obr. 188. Zapojení poplašného zařízení proti odcizení automobilu

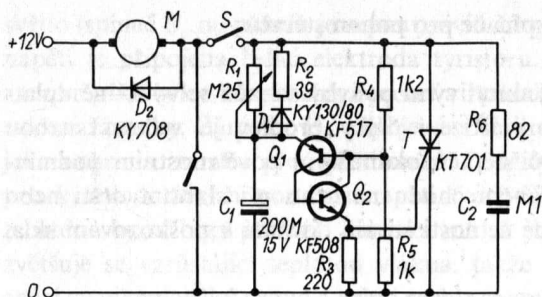
13.5. Intervalové spínače pro pohon stěračů

Při řízení prodlev mezi jednotlivými pohyby stěračů se výhodně uplatňují časová relé s tyristory. Řízení délky prodlev je vedeno snahou přizpůsobit četnost pohybů stěračů okamžitým povětrnostním podmínkám. Zejména jde o zabránění chodu nasucho při slabším dešti nebo mrholení, kdy při nadměrné četnosti stírání dochází k poškození skla, popřípadě i stěračů.



Obr. 189. Intervalový spínač s jedním tranzistorem

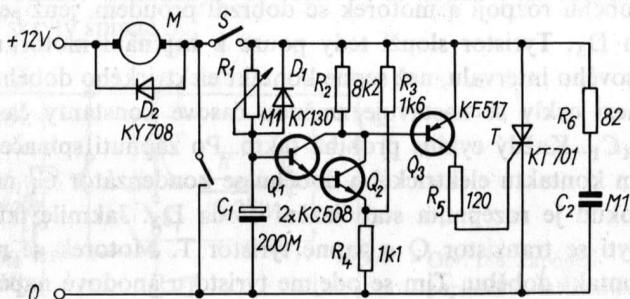
Z poměrně velkého množství obvodů, jež řeší tento problém, uvedeme 4 zapojení, vyznačující se jednoduchostí a zároveň spolehlivostí funkce. Nejjednodušší zapojení je na obr. 189. V sérii s motorkem M je zapojen tyristor T, jehož řídicí obvod je tvořen časovacím členem R_1C_1 , tranzistorem Q a stabilizační diodou D_2 . Paralelně k tyristoru je zapojen kontakt elektrického doběhu, jenž po rozběhu motorku po zapnutí tyristorem sepne, způsobí vypnutí tyristoru a po zbytek pracovního cyklu stěrače přivádí motorku napájení z baterie. Po přeběhnutí vodivé dráhy se kontakt doběhu rozpojí a motorek se dobrzdí proudem, jenž se uzavírá přes diodu D_3 . Tyristor slouží tedy pouze k zapínání motorku a překlenutí časového intervalu, než sepne kontakt elektrického doběhu. Délka prodlev mezi cykly se nastavuje změnou časové konstanty časovacího obvodu R_1C_1 . Každý cyklus probíhá takto. Po zapnutí spínače S a při rozpojeném kontaktu elektrického doběhu se kondenzátor C_1 nabíjí tak dlouho, dokud je rozeznuta stabilizační dioda D_2 . Jakmile tato dioda sepne, nasýtí se tranzistor Q a zapne tyristor T. Motorek se rozběhne a sepne kontakt doběhu. Tím se odejme tyristoru anodové napětí, takže tyristor vypne zánikem anodového proudu. Současně se přes vybíjecí



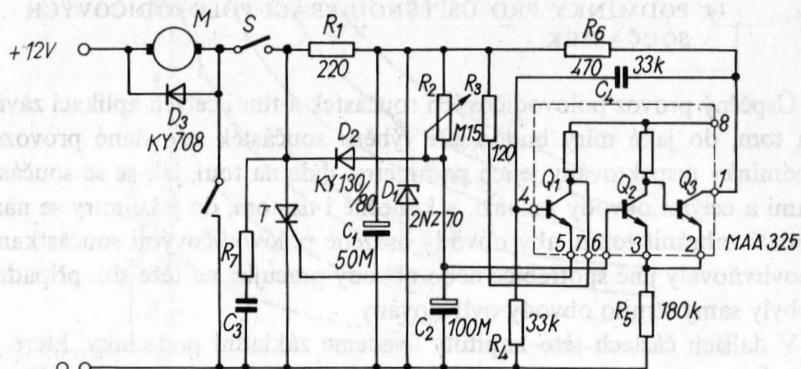
Obr. 190. Intervalový spínač s relaxačním oscilátorem

obvod R_2D_1 a kontakt doběhu vybijí kondenzátor C_1 na nulovou počáteční hladinu. Po rozpojení kontaktu doběhu se motorek brzdí a zároveň se začíná nabíjet kondenzátor C_1 , takže se celý děj opakuje.

Všechna další zapojení intervalových spínačů se vyznačují stejným vzájemným uspořádáním motorku, tyristoru a kontaktu elektrického doběhu. Liší se vlastně jen zapojením řídicího obvodu tyristoru. Tak v zapojení podle obr. 190 je řídicí obvod tvořen relaxačním oscilátorem a tranzistorovým spínačem Q_1, Q_2 . Pracovní kmitočet oscilátoru, a tedy i délka prodlevy mezi cykly, se nastavuje proměnným odporem R_1 . Ve srovnání s předešlým obvodem je délka cyklu tohoto zapojení téměř nezávislá na kolísání napětí baterie. U obvodu podle obr. 191 je řídicí obvod tyristoru tvořen prahovým tranzistorovým spínačem Q_1, Q_2, Q_3 . Tranzistory Q_1 a Q_2 jsou zapojeny pro získání většího proudového zesilovacího činitele v Darlingtonově zapojení a porovnávají napětí časovacího kondenzátoru C_1 s napětím na odporu R_4 . Dokud je napětí na kondenzátoru C_1 menší než napětí na odporu R_4 plus dva úbytky



Obr. 191. Intervalový spínač se 3 tranzistory



Obr. 192. Intervalový spínač s integrovaným obvodem

báze—emitor tranzistorů Q_1 a Q_2 , jsou všechny tranzistory řídicího obvodu vypnuty. Vzroste-li napětí na kondenzátoru C_1 nad uvedenou prahovou hodnotu, sepnou Q_1 a Q_2 a způsobí nasycení tranzistoru Q_3 , jenž vybudí tyristor T .

Závěrem je na obr. 192 zapojení intervalového spínače s integrovaným obvodem, např. MAA 325. Tranzistory Q_2 a Q_3 tvoří Schmittův klopný obvod, tranzistor Q_1 pracuje jako zapínací tranzistor tyristoru T . Na vstup klopného obvodu se přivádí napětí z časovacího kondenzátoru C_2 , napájeného přes proměnný odpor R_2 ze stabilizovaného napětí na stabilizační diodě D_1 . Je-li napětí na kondenzátoru C_2 nižší než prahová hladina klopného obvodu, je tranzistor Q_2 vypnut a Q_3 sepnut. V tomto stavu je i tranzistor Q_1 vypnut. Dosáhne-li napětí na časovacím kondenzátoru C_2 prahové překlápěcí hladiny klopného obvodu, sepne tranzistor Q_2 a zároveň vypne Q_3 , takže napětí na jeho kolektoru skokovou změnou získá kladný potenciál. Vzniklý napěťový impuls se přenesou derivačním obvodem R_4C_4 na bázi tranzistoru Q_1 , jenž sepne a vybudí tyristor T . Po sepnutí kontaktu elektrického doběhu se časovací kondenzátor vybije přes diodu D_2 a sepnutý kontakt doběhu na nulové počáteční napětí. Aby při rozepnutí kontaktu doběhu při obnovení napájecího napětí řídicího obvodu nedošlo k nežádoucímu zapnutí tranzistoru Q_1 přes derivační obvod R_4C_4 , je do napájecí větve zařazen stabilizační obvod R_1C_1 , jenž zpomalí počáteční nárůst napájecího napětí na bezpečnou hodnotu, při níž tranzistor Q_1 zůstane spolehlivě vypnut.

14. PODMÍNKY PRO ÚSPĚŠNOU PRÁCI POLOVODIČOVÝCH SOUČÁSTEK

Úspěšný provoz polovodičových součástek a tím i celých aplikací závisí na tom, do jaké míry budou při výběru součástek pro dané provozní podmínky respektovány jejich parametry, dále na tom, jak se se součástkami a celými obvody zachází, a konečně i na tom, do jaké míry se nám podaří zabránit tomu, aby obvody osazené polovodičovými součástkami neovlivňovaly jiné spotřebiče nebo obvody pracující na téže síti, případně nebyly samy těmito obvody ovlivňovány.

V dalších částech této kapitoly uvedeme základní podmínky, které je nutné respektovat, aby se dal předpokládat úspěšný provoz součástek i celých aplikací.

14.1. Dodržení katalogových údajů

A. Dobré chlazení polovodičových součástek

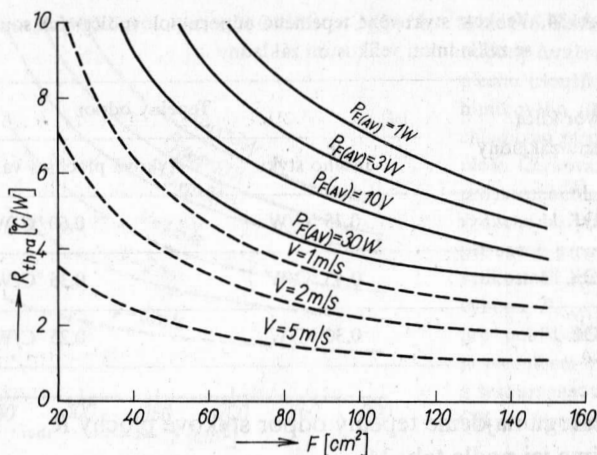
Procházející proud vytváří v každé polovodičové součástce ztrátový výkon, který se mění v teplo. I když vznikající výkon není velký, má pro součástky prvořadou důležitost v tom, že vzniká ve velmi malém objemu křemíkové destičky (u tyristoru pro proudovou zatížitelnost 16 A má destička průměr 6 až 8 mm a tloušťku asi 0,3 mm). Výkon se v destičce mění v teplo, které pak, není-li odvedeno, může vyvolat nadměrný vzrůst teploty křemíkové destičky a eventuální poškození nebo zničení polovodičové součástky.

Aby k poškození od nadměrného přehřátí nedocházelo, je před použitím každé součástky potřeba pečlivě prostudovat doporučení výrobce pro chlazení. Pokud výrobce nedoporučuje chladiče nebo taková doporučení nemáme k dispozici, určíme požadovanou velikost chladiče z obr. 193 až 196.

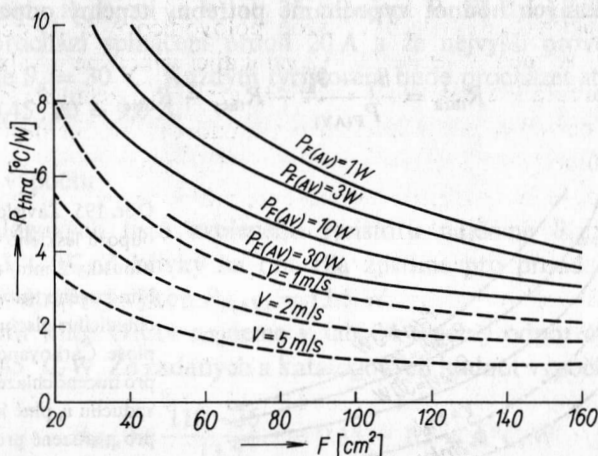
K tomu však musíme nejprve určit velikost požadovaného tepelného odporu chladiče R_{thra} . Postupujeme přitom následujícím způsobem:

a) V katalogu zvoleného typu součástky najdeme nejvyšší přípustnou teplotu křemíkové destičky ϑ_{jmax} .

b) V katalogu najdeme vnitřní tepelný odpor zvolené součástky R_{thjc} .



Obr. 193. Závislost tepelného odporu lesklého měděného (tloušťky 2 mm) nebo hliníkového (tloušťky 3 mm) chladičového plechu na jeho ploše. Čárkované křivky platí pro nucené chlazení s rychlostí vzduchu v . Plně křivky jsou pro přirozené proudění vzduchu při třech velikostech odváděného výkonu. Křivky platí pro polovodičové součástky se svorníkem M6 a šestihranem základny s OK = (10 až 14)



Obr. 194. Závislost tepelného odporu černěného (tloušťky 2 mm) nebo hliníkového (tloušťky 3 mm) chladičového plechu na jeho ploše. Čárkované křivky platí pro nucené chlazení s rychlostí vzduchu v , plně křivky pro přirozené proudění při třech velikostech odváděného výkonu $P_{F(AV)}$. Křivky platí pro polovodičové součástky se svorníkem M6 a šestihranem základny o OK = (10 až 14)

Tab. 34. Velikost stykového tepelného odporu polovodičových součástek se základními velikostmi základny

Otvor klíče šestihranu základny	Tepelný odpor	
	čistého styku	styková plocha s vazelínou SP ₂
OK 11	0,75 °C/W	0,60 °C/W
OK 14	0,45 °C/W	0,35 °C/W
OK 17	0,30 °C/W	0,25 °C/W

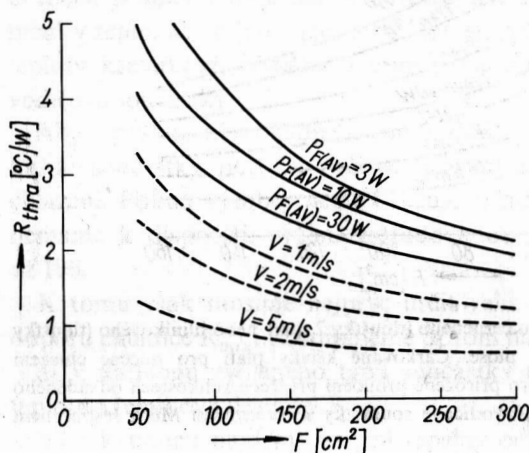
c) V katalogu najdeme tepelný odpor stykové plochy R_{thcr} . Pokud není udán, zvolíme jej podle tab. 34.

d) Z křivek ztrátového výkonu (jsou uvedeny v katalogu – příklad viz obr. 8a, b) odečteme ztrátový výkon $P_{F(AV)}$ odpovídající provozní proudové zatížitelnosti $I_{F(AV)}$.

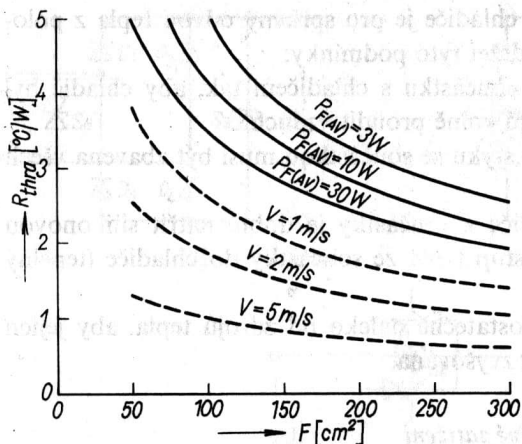
e) Zvolíme teplotu okolí ϑ_a , při které může součástka pracovat (bereme její nejvyšší možnou hodnotu).

f) Ze získaných hodnot vypočítáme potřebný tepelný odpor chladiče ze vztahu

$$R_{\text{thra}} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{P_{F(AV)}} - R_{\text{thcr}} - R_{\text{thjc}} \quad (66)$$



Obr. 195. Závislost tepelného odporu lesklého měděného (tloušťky 2 mm) nebo hliníkového (tloušťky 3 mm) chladičového plechu na jeho ploše. Čárkované křivky platí pro nucené chlazení s rychlostí vzduchu v , plně křivky pro přirozené proudění při třech velikostech odváděného výkonu $P_{F(AV)}$. Křivky platí pro polovodičové součástky se svorníkem M8 a šestihranem základny o OK = (14 až 17)



Obr. 196. Závislost tepelného odporu černěného měděného plechu (tloušťky 2 mm) nebo hliníkového (tloušťky 3 mm) chladicího plechu na jeho ploše. Čárkované křivky platí pro nucené chlazení s rychlostí vzduchu v , plné křivky pro přirozené proudění při třech velikostech odváděného výkonu $P_{F(AV)}$. Křivky platí pro polovodičové součástky se svorníkem M8 a šestihranem základny OK = (14 až 17)

Pro vypočítanou velikost tepelného odporu najdeme v obr. 193 až 196 příslušnou plochu chladiče.

Pro snazší porozumění uvedenému postupu vypočítáme velikost potřebného plechu pro tyristor T16 pracující v obvodu statického spínače, jehož schéma zapojení je v tab. 26 zapojení B. Předpokládejme, že při zapnutí prochází spínačem proud 20 A a že nejvyšší provozní teplota okolí bude $\vartheta_a = 30^\circ\text{C}$. Každým tyristorem bude procházet střední proud $I_{F(AV)} = 0,45 \cdot 20 = 9,0\text{ A}$.

Postup výpočtu

Z katalogových listů zvoleného tyristoru najdeme $\vartheta_{j\max} = 110^\circ\text{C}$; $R_{thjc} = 1,3^\circ\text{C/W}$. Z křivky na obr. 18a zjistíme pro proud $I_{F(AV)} = 9\text{ A}$ a $\psi = 180^\circ$ ztrátový výkon $P_{F(AV)} = 13,5\text{ W}$.

Pro otvor klíče OK14 najdeme v tab. 34 tepelný odpor čistého styku $R_{thcr} = 0,45^\circ\text{C/W}$. Ze zadaných a katalogových hodnot vypočítáme

$$R_{thra} = \frac{110 - 35}{13,5} - 0,45 - 1,3 = 4^\circ\text{C/W}$$

Pro konstrukci chladiče zvolíme černěný hliníkový plech tloušťky 3 mm. Rozměry plechu najdeme na obr. 196. Tepelnému odporu $4,0^\circ\text{C/W}$ a ztrátovému výkonu 13,5 W odpovídá plech o ploše 80 cm^2 (plochou se rozumí plocha jedné strany chladiče).

Kromě správného výběru chladiče je pro správný odvod tepla z polovodičové součástky třeba dodržet tyto podmínky:

a) V zařízení umísťujeme součástku s chladičem tak, aby chladič byl ve svislé poloze a kolem mohl volně proudit vzduch.

b) Plocha chladiče v místě styku se součástkou musí být zbavena všech nečistot a musí být rovná.

c) Stykovou plochu chladiče a součástky je dobré natřít silikonovou vazelinou. Zlepší se tím přestup tepla ze součástky do chladiče (tepelný odpor styku klesne).

d) Chladiče umísťujeme dostatečně daleko od zdrojů tepla, aby jejich teplota nebyla cizím zdrojem zvyšována.

B. Přiměřené napěťové zatížení

V provozu nesmí být žádná z polovodičových součástek zatížena vyšším závěrným nebo blokovacím napětím, než odpovídá jejím katalogovým hodnotám. Ty nelze překračovat ani krátkodobě. V opačném případě může dojít ke zničení součástky.

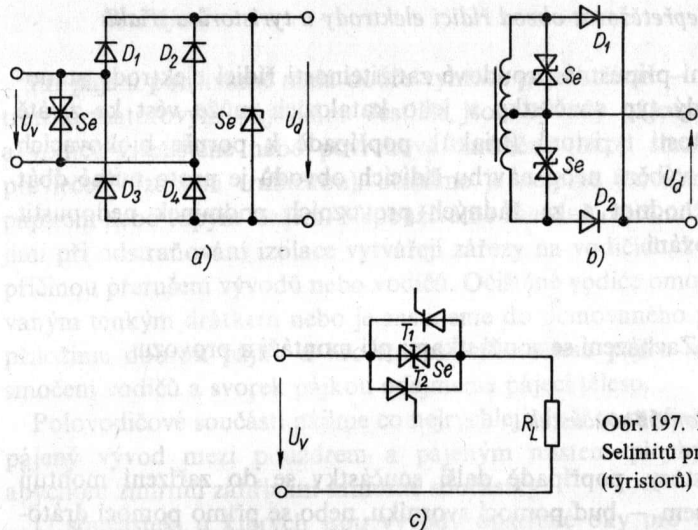
Před použitím diod a tyristorů je potřeba pečlivě prostudovat jejich napěťové parametry z katalogových listů a v těch aplikacích, kde mohou vzniknout vyšší napěťová přetížení, než je přípustné pro zvolený typ součástky, použijeme k omezení napěťových přetížení přepětové ochrany.

Z prostředků, které lze pro tyto účely použít, nejlépe vyhovují speciálně připravované selenové sloupce, schopné velkého proudového přetížení v závěrném směru. Tyto sloupce pod obchodním označením „Selimit“ vyrábí Elektropřístroj Modřany, závod Rokytnice. Možnosti jejich zapojení pro potřeby jištění jsou patrné z obr. 197.

C. Nepřekračovat proudové zatížení

Proudové přetěžování, byť i krátkodobě, vede k okamžitému zničení polovodičové součástky. Proto před zapojením jakéhokoli obvodu pod napětí je nutné pečlivě zkontrolovat zapojení obvodu, polarity napětí, výkonové proudové a napěťové dimenzování součástek a všechny další parametry, které mohou vést k proudovému přetížení.

U tyristorů a triaků může k poruše dojít i tehdy, bude-li se po jejich zapnutí zvětšovat propustný proud nepřiměřeně rychle. Takový stav může



Obr. 197. Příklady zapojení Selimitů pro jištění diod (tyristorů)

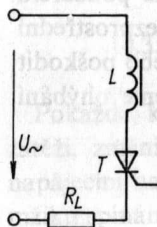
nastat například při nabíjení nebo vybíjení kondenzátoru, popřípadě při spínání součástky při proudovém přetížení.

Přichází-li takový provoz tyristorů nebo triaků v úvahu, je potřeba zařadit do série tlumivku (obr. 198), jejíž indukčnost je

$$L = \frac{U_{DM}}{\frac{dI_T}{dt}} \quad [\mu\text{H}; \text{V}, \text{A}/\mu\text{s}] \quad (67)$$

kde U_{DM} je amplituda blokovacího napětí, ze kterého může být triak (tyristor) spínán,

dI_T/dt přípustná strmost nárůstu propustného proudu (je pro každý typ tyristoru udána v katalogu).



Obr. 198. Použití tlumivky L pro snížení strmosti nárůstu propustného proudu při zapínání tyristoru

Překračování přípustné proudové zatížitelnosti řídící elektrody stanovené pro každý typ součástky v jeho katalogích může vést ke ztrátě řídících vlastností tyristorů (triaků), popřípadě k poruše blokovacích vlastností. Při výběru nebo návrhu řídících obvodů je proto nutné dbát katalogových hodnot a za žádných provozních podmínek nedopustit jejich překračování.

14.2. Zacházení se součástkami při montáži a provozu

A. Montáž součástek

Diody, tyristory, popřípadě další součástky se do zařízení montují dvojím způsobem – buď pomocí svorníku, nebo se přímo pomocí drátových vývodů pájejí do elektrických obvodů.

Součástky montované pomocí svorníků musí být se svými chladiči spojeny pevně, aby se dosáhlo dobrého přestupu tepla. Na druhé straně je (při zašroubování součástky do chladiče) potřeba dbát toho, aby se součástky neutahovaly nadměrnou silou a nedošlo k poškození stykových ploch základen, nebo dokonce k popraskání křemíkových destiček, zaviněnému velkým pnutím v základně součástky při jejím nadměrném přitažení k chladiči.

Po namontování součástky je potřeba mít na zřeteli, že soustava součástka – chladič bude v provozu pod napětím. Z toho vyplývá nutnost elektricky izolovat chladič od koster zařízení, popřípadě od jiných součástí, které nejsou na stejném potenciálu.

Součástky určené pro přímé připájení do elektrických obvodů montujeme tak, aby místa připájení vývodů nebyla blíže k pouzdru než 5 mm. Je-li potřeba ohnout vývody, přidržíme kleštěmi vývod mezi pouzdrum součástky a místem ohnutí. Zásadně neohýbáme vývody v bezprostřední blízkosti pouzdra součástky. Mohl by se buď ulomit vývod, nebo poškodit průchodky v pouzdru. U svorníkových konstrukcí se vyhneme ohýbání pevných vývodů.

Při pájení používáme malá dobře vyhřátá pájecí tělesa – vyhýbáme se transformátorovým páječkám. Jestliže jsou vývody pájených součástek a vodičů znečištěné nebo povrchově chráněné (např. smaltované nebo převlečené izolační trubičkou), očistíme je nejprve jemným smirkovým papírem nebo tupým nožem. Nepoužíváme zásadně ostré nože. Snadno se jimi při odstraňování izolace vytvářejí zářezy na vodičích, které jsou pak příčinou přerušení vývodů nebo vodičů. Očištěné vodiče omotáme pocínovaným tenkým drátkem nebo je zasuneme do ocínovaného pájecího oka, přiložíme dobrou pájku a hrotem pájecího tělesa pájku roztavíme. Po smočení vodičů a svorek pájkou odejmeme pájecí těleso.

Polovodičové součásti pájíme co nejrychleji. Je-li to možné, přidržujeme pájený vývod mezi pouzdem a pájeným místem plochými kleštěmi, abychom zmírnili zahřívání samotné součástky.

U součástek, u kterých jsou vývody opatřené oky pro šroubové připojení vodičů, zásadně nepoužíváme pájení.

C. Manipulace s polovodičovými součástkami

I když konstrukce většiny polovodičových součástek je značně robustní, je potřeba při manipulaci s nimi dbát určité opatrnosti, chceme-li u nich dosáhnout dlouhé životnosti a správné funkce. Při práci s těmito součástkami dáváme pozor, abychom je neupustili na tvrdý povrch. Při pádu na tvrdou podložku mohou popraskat skleněné nebo keramické průchodky, popřípadě izolátory pouzder, a může i prasknout samotná křemíková destička. Vzniklými poruchami může nastat okamžité zhoršení nebo úplná ztráta závěrných (blokovacích) vlastností nebo jejich zhoršování v dlouhodobém provozu.

14.3. Odrušování tyristorových a triakových obvodů

Pokaždé, když tyristor nebo triak zapíná při odporové nebo kapacitní zátěži, změní se proud v obvodu skokem z nuly na hodnotu danou napájecím napětím a odporem zátěže. Kmitočtový rozbor proudu v okamžiku spínání tyristoru (triaku) ukazuje značně rozsáhlé spektrum vyšších

harmonických proudů. V mezích tohoto spektra je možné zjistit i rozhlasové kmitočty, které za určitých podmínek mohou rušit poslech rozhlasu, eventuálně při hromadném použití fázově řízených zdrojů v průmyslových podnicích může dojít k takovému vzájemnému ovlivňování řídicích obvodů jednotek, že jejich činnost není spolehlivá.

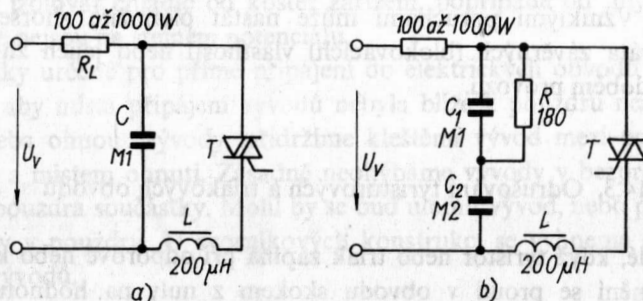
Zdrojem rozhlasového rušení nebo vzájemného ovlivňování činnosti obvodů v průmyslu může být buďto vlastní zařízení s tyristorem (triakem) vyzařující přímo rušivý signál, nebo se rušící kmitočet šíří po vedení. Oba tyto zdroje rušení je potřeba uvažovat při návrhu odrušovacích obvodů pro tyristorové (triakové) fázově řízené zdroje.

Vlastní návrh odrušovacích obvodů je velmi složitý a přesahuje rámec této knihy. V následujících bodech jsou shrnuta základní opatření, která ve většině případů vedou k úspěšnému odrušení:

a) Přímé vyzařování rušivých kmitočtů vlastním obvodem podstatně omezíme, umístíme-li celé zařízení do dobře uzemněné krabice a vývody z krabice provedeme stíněnými vodiči.

b) Rušení šířené výkonovými přívody k tyristorovému (triakovému) obvodu omezíme vhodně voleným filtrem zapojeným mezi síť a obvod. Je mnoho filtrů, které si může každý postavit [29]. Nejjednodušší z nich je na obr. 198. Indukčnost zapojená do série s odporovou zátěží R_L zmenšuje strmost nárůstu proudu při zapínání tyristorů a triaků, čímž se zmenší rušení. Podstatně lepšího výsledku se dosáhne připojením kondenzátorů podle obr. 199.

Použijeme-li odrušovací obvod podle obr. 199a a regulačního zařízení, které bude napájet spotřebiče značného výkonového rozsahu, může se



Obr. 199. Zapojení odrušovacího obvodu pro dva druhy zátěží: neproměnné (obr. a); proměnné v širokém rozsahu (obr. b)

stát, že při malé odporové zátěži vznikne po zapnutí tyristoru (triaku) rezonanční vybíjecí proces kondenzátoru. Ten může způsobit vypínání triaku bezprostředně po předchozím zapnutí. Činnost obvodu se tak zhorší. Tento jev můžeme odstranit přidáním dalšího kondenzátoru a odporu podle obr. 199b.

c) Při připojování filtrů k odrušovanému zařízení je potřeba připojit součásti co nejbližší k tyristorům (triakům). Propojovací vodiče by neměly být delší než vývody běžných svitkových kondenzátorů.

15. UVÁDĚNÍ OBVODŮ DO PROVOZU A ODSTRAŇOVÁNÍ PORUCH

Ke značné poruchovosti polovodičových součástek dochází při uvádění obvodů do provozu, popřípadě při nevhodném postupu při odstraňování funkčních vad obvodů. Poruchám součástek z těchto příčin je možné zabránit vhodně zvolenou pracovní metodikou při kontrole zařízení s polovodičovými součástkami. V následujících bodech je uveden osvědčený postup při odstraňování funkčních vad obvodů:

a) Před zahájením kontroly jakéhokoli zařízení prostudujeme jeho funkční popis tak, abychom dokonale rozuměli nejen tomu, co má zařízení dělat, ale i tomu, jak se na vytváření této činnosti podílejí jednotlivé součásti. Není-li funkce některé součásti zřejmá, je potřeba seznámit se s ní z jiných pramenů (v této knize např. v kap. I). Je třeba mít vždy na paměti, že v důkladném porozumění schématu je klíč k řešení sledovaného problému, uvedení do provozu nebo odstranění poruchy.

b) Porovnáme vyrobený obvod se schématem zapojení. Kontrolujeme každou součástku a spoj tak, abychom měli naprostou jistotu správného zapojení. Při této kontrole je zvláště důležité prověřit, zda jsou správně polarizovány elektrolytické kondenzátory, baterie všechny polovodičové součástky a zda jsou jejich parametry vzhledem k předpokládanému zařízení správné.

c) Zkontrolujeme výkonový zdroj a zátěž a prověříme, zda oba mají potřebné parametry. Dáme pozor na bateriové zdroje, u kterých můžeme při měření naprázdno zjistit dostatečné napětí, avšak při zatížení nemusí dát požadovaný výkon (vlivem velkého vnitřního odporu).

d) Připojíme obvod ke zdroji a zátěži a zkontrolujeme velikost napětí na klíčových součástkách (důležitých odporech, kondenzátorech, na tyris-

torech, diodách atd.). K prověřování používáme univerzální přístroj s velkým vnitřním odporem (alespoň 5 000 Ω/V).

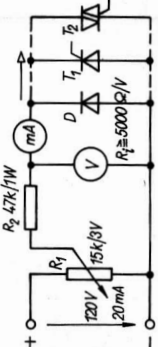
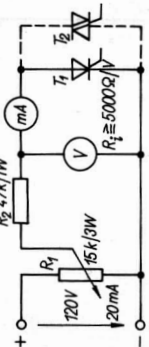
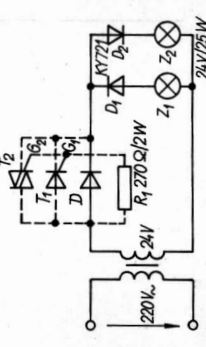
e) Vznikne-li podezření, že některá z polovodičových součástek je zničena, prověříme ji v elementárním zkušebním obvodu uvedeném v tab. 35. U polovodičových součástek mohlo dojít k poruše při předchozím provozu nebo při nevhodné manipulaci.

f) Vyzkoušíme funkci obvodu. U spínačů např. spínací funkci po přivedení řídicího signálu nebo zapnutí kontaktu; u fázově řízených zdrojů možnost plynulého fázového řízení v předpokládaném rozsahu. Zjistíme-li, že funkce obvodu není přesná nebo nesplňuje předpokládané rozsahy, může to znamenat, že parametry vybraných součástek mají tolerance v jednom směru (většina kladnou nebo zápornou). V takovém případě vzniknou nejspíše potíže v citlivosti řídicích, spínacích nebo časových obvodech. Nedokonalosti ve funkci odstraníme výměnou odporů nebo kondenzátorů. Postupujeme přitom tak, že vybereme součástky s menšími a většími hodnotami a sledujeme, jak se výměna jednotlivých součástí projeví ve funkci obvodu. Do zařízení zamontujeme pak takovou součástku, která dává optimální funkční vlastnosti zařízení.

16. PŘEHLED PARAMETRŮ VYRÁBĚNÝCH NEVÝKONOVÝCH POLOVODIČOVÝCH SOUČÁSTEK

Přehled hlavních parametrů nevýkonových polovodičových součástek vyráběných v ČSSR a používaných ve schématech knihy uvádí tab. 36.

Tab. 35. Základní obvody pro ověření polovodičových součástek

Schéma zapojení měřícího obvodu a způsob připojení měřených součástek	Obvodem prověříme	Měřend součástka je dobrá, zvláštnosti (zvláštnosti)	Součástka je porušená, zvláštnosti (zvláštnosti)
	zavěrnou charakteristiku diody D	velmi malý proud (10^{-6} až 10^{-4} A) při napětí do 120 V nebo při opakovatelném napětí U_{DPM}	velký proud při napětí do 120 V nebo při napětí U_{DPM}
	zavěrnou charakteristiku tyristoru T_1	velmi malý proud (10^{-6} až 10^{-4} A) při napětí do 120 V nebo při opakovatelném napětí U_{DPM}	velký proud při napětí do 120 V nebo při napětí U_{DPM}
	blokovací charakteristiku - ve III. kvadrantu - triaku (obr. 23)	světí žárovka Z_2	a) světí obě žárovky b) nesvětí žádná žárovka
blokovací charakteristiku - v I. kvadrantu - triaku (obr. 23)	propustné vlastnosti diody	světí žárovka Z_2 při napětí do 120 V nebo při opakovatelném napětí U_{DPM}	a) světí obě žárovky b) nesvětí žádná žárovka
spínací vlastnosti tyristoru	spínací vlastnosti tyristoru	světí žárovka Z_1 a Z_2 při napětí do 120 V nebo při opakovatelném napětí U_{DPM}	a) světí obě žárovky b) nesvětí žádná žárovka
spínací vlastnosti triaku	spínací vlastnosti triaku	světí žárovka Z_1 a Z_2 při napětí do 120 V nebo při opakovatelném napětí U_{DPM}	a) světí obě žárovky b) nesvětí žádná žárovka

Tab. 36a. Parametry nevýkonových diod

Křemíkové usměrňovací diody

Výrobce	typ	$I_{F(AV)max}$ A	U_{RRM} V	U_{RSM} V	I_{FSM} A	R_s Ω	poznámka
n. p. TESLA	KY701	0,7	80	90	30	0,8	
Rožnov	KY702	0,7	150	170	30	1,5	
	KY703	0,7	250	280	30	2,5	
	KY704	0,7	400	450	30	4	
	KY705	0,7	700	800	30	7	
n. p. TESLA	KY721	1	80	90	30	0,8	
Rožnov	KY722	1	150	170	30	1,5	
	KY723	1	250	280	30	2,5	
	KY724	1	400	450	30	4	
	KY725	1	700	800	30	7	
n. p. TESLA	KY708	10	90	100	80	—	pro zatížení proudem
Rožnov	KY710	10	180	200	80	—	$I_{F(AV)max}$ montujeme
	KY711	10	270	300	80	—	diodu na hliníkový
	KY712	10	360	400	80	—	černěný plech
							160 × 160 × 2 mm
	KY715	20	90	100	140	—	
	KY717	20	180	200	140	—	
	KY718	20	270	300	140	—	
	KY719	20	360	400	140	—	

Tab. 36b. Stabilizační diody

Výrobce	typ	U_z V	r_d Ω	P_z W	$I_{z\max}$ mA	poznámka
n. p. TESLA	KZ721	5,8 až 7,8	< 10	0,280	5	
Rožnov	KZ722	7,0 až 9,4	< 10	0,280	5	
	KZ723	8,6 až 11,8	< 20	0,280	5	
	KZ724	10,2 až 14	< 50	0,280	5	
n. p. TESLA	KZ703	6 až 7,8	< 1	2,5 (10)	1000	pro zatížení
Rožnov	KZ704	7 až 9,2	< 1	2,5 (10)	1000	výkonem
	KZ705	8 až 10,2	< 2	2,5 (10)	500	$P_z = 10$ W
	KZ706	9,4 až 11,6	< 2	2,5 (10)	500	montujeme
	KZ707	10,6 až 13,2	< 2	2,5 (10)	500	diody
	KZ708	12 až 14,8	< 2	2,5 (10)	500	na hliníkový
	KZ709	13,6 až 16,8	< 3	2,5 (10)	500	plech
	KZ710	15,2 až 19	< 3	2,5 (10)	500	160 × 160 × 2 mm
	KZ711	16,8 až 21	< 3	2,5 (10)	250	
	KZ712	19 až 23,6	< 3	2,5 (10)	250	
	KZ713	21,6 až 26,6	< 3	2,5 (10)	250	
	KZ714	24,2 až 29,8	< 4	2,5 (10)	250	
	KZ715	27 až 33	< 4	2,5 (10)	250	

Tab. 36c. Tyristory

Výrobce	typ	$I_{T(AV) \max}$ A ¹⁾	U_{RRM} V	U_{DRM} V	I_{TSM} A	U_{GT} V	I_{GT} mA	poznámka
n. p. TESLA	KT501	1	50	50	15	3	10	¹⁾ za podmínek, že $\vartheta_c \leq +60^\circ\text{C}$
Rožnov	KT502	1	100	100	15	3	10	
	KT503	1	200	200	15	3	10	
	KT504	1	300	300	15	3	10	
	KT505	1	400	400	15	3	10	
n. p. TESLA	KT710	3	50	50	40	3	15	¹⁾ za před- pokladu, že $\vartheta_c \leq +60^\circ\text{C}$
Rožnov	KT711	3	100	100	40	3	15	
	KT712	3	200	200	40	3	15	
	KT713	3	300	300	40	3	15	
	KT714	3	400	400	40	3	15	
n. p. TESLA	KT701	15	50	50	120	3	40	¹⁾ za před- pokladu, že $\vartheta_c \leq +60^\circ\text{C}$
Rožnov	KT702	15	100	100	120	3	40	
	KT703	15	200	200	120	3	40	
	KT704	15	300	300	120	3	40	
	KT705	15	400	400	120	3	40	
o. p. ČKD	T16/400	16	400	40	200	3	80	¹⁾ za před- pokladu, že $\vartheta_c \leq +60^\circ\text{C}$
Praha,	T16/500	16	500	500	200	3	80	
závod	T16/600	16	600	600	200	3	80	
Polovodiče	T16/700	16	700	700	200	3	80	
	T16/800	16	800	800	200	3	80	
	T16/900	16	900	900	200	3	80	
	T16/1000	16	1000	1000	200	3	80	
	T16/1100	16	1100	1100	200	3	80	
	T16/1200	16	1200	1200	200	3	80	

Tab. 36d. Triaky

Výrobce	typ	$I_{t(max)}$ A ¹⁾	U_{DRM} V	I_{TSM} V	U_{GT} V	I_{GT} mA	poznámka
n. p. TESLA	KT205/200	3	200	25	3	40	¹⁾ za předpokladu, že $\vartheta_c \leq 70^\circ C$
Rožnov	KT205/400	3	400	25	3	40	
	KT205/600	3	600	25	3	40	
n. p. TESLA	KT772	6	200	50	3	80	¹⁾ za předpokladu, že $\vartheta_c \leq 60^\circ C$
Rožnov	KT773	6	400	50	3	80	
	KT774	6	600	50	3	80	
n. p. TESLA	KT782	10	200	80	3	80	¹⁾ za předpokladu, že $\vartheta_c \leq 60^\circ C$
Rožnov	KT783	10	400	80	3	80	
	KT784	10	600	80	3	80	

- [1] Zíka, J.: Diody a tyristory v průmyslové elektronice. Praha, SNTL 1971.
- [2] Klímeček, A. — Zíka, J.: Malá encyklopedie elektrotechniky. Polovodičové součástky. Praha, SNTL 1977.
- [3] Zíka, J.: Diody a tyristory v průmyslové elektrice. Praha, SNTL, v tisku.
- [4] Frank, H. — Šnejdar, V.: Krystalové elektronky. Praha, SNTL 1959
- [5] Syrovátko, M.: Nizkofrekvenční tranzistorové zesilovače. Praha, SNTL 1972.
- [6] Budinský, J.: Nizkofrekvenční tranzistorové zesilovače. Praha, SNTL 1965.
- [7] Čermák, J. — Navrátil, J.: Tranzistorová technika. Praha, SNTL 1967.
- [8] Zíka, J.: Současný stav a perspektivy rozvoje polovodičových součástek a jejich použití zejména v aplikacích výkonové elektroniky. Elektrotechnik 28, 1973, č. 12, příloha.
- [9] Klímeček, A. a kol.: Polovodičové spínací součástky. Praha, SNTL 1970.
- [10] Zíka, J.: Dynamické vlastnosti tyristorů. Elektrotechnik 23, 1968, č. 12, s. 332.
- [11] Technické podmínky tyristorů T16 a T400. Vydání o. p. ČKD Praha, závod Polovodiče.
- [12] Zíka, J.: Budou mít tyristory konkurenta? Elektrotechnik 25, 1970, č. 11, s. 273.
- [13] Bečka, J.: Příručka usměrňovací techniky. Praha, SNTL 1971.
- [14] Waidelich, D. L.: Diode Rectifying Circuits with Capacitance Filters. Trans. AIEE, 60, 1941, s. 1161.
- [15] Haškovec, J. — Lstibůrek, F. — Zíka, J.: Tyristory. Praha, SNTL 1966.
- [16] Haškovec, J. — Lstibůrek, F. — Zíka, J.: Tyristory. Praha, SNTL 1972.
- [17] Mapham, N.: An SCR Invertor With Good Regulation and Sine Wave Output. IEEE Transactions, část IGA; April-May 1967.
- [18] Lukeš, J.: Obvody s polovodičovými diodami. Praha, SNTL 1965.
- [19] Schaffner, A.: Entstörfilter für Thyristorsteuerungen und logische Schaltungen. Industrie Elektrik — Elektronik, 1971, č. 23/24, s. 603.
- [20] Zíka, J.: Příloha časopisu Elektrotechnik, 29, 1974, č. 4, s. 118 a č. 5, s. 129.
- [21] Heřman, J.: Bezkontaktní spínání. Praha, SNTL 1971.
- [22] Zíka, J.: Příloha časopisu Elektrotechnik, 29, 1974, č. 5, s. 129 a č. 6, s. 145.
- [23] Bečka, R. — Števanka, R.: Elektronický blesk „Mecablitz 402“ s tyristory, Sdělovací technika, 1973, č. 8, s. 343.
- [24] Tomáš, J.: Elektronický blesk s počítačí automatikou. Sdělovací technika, 1970, č. 6, s. 178.
- [25] SCR Manual. Firemní publikace General Electric, USA 1972.
- [26] Míhálka, P.: Dioda se dvěma bázemi. Sdělovací technika, 1969, č. 6.
- [27] Míhálka, P.: Aplikační možnosti diod se dvěma bázemi. Sdělovací technika, 1972, č. 1, s. 8.

- [28] Zlka, J.: Příloha časopisu Elektrotechnik, 29, 1974, č. 4, s. 118.
- [29] Skála, J.: Odrušení v amatérské praxi. Radiový konstruktér, 1968, č. 5, s. 2.
- [30] Houteu, R. van—Schweitzer, J. C.: A new ignition system for cars. Electronics, 37, 1964, č. 26, s. 68.
- [31] Heck, H. D.: Die Transistorzündung. Funkschau, 1966, č. 13, s. 431.
- [32] Faessler, R.: Eine Thyristor — Zündanlage für Kraftfahrzeuge. Elektronik, 1966, č. 7, s. 201.
- [33] Sähner, G.—Spittler, H.: Konventionelle und elektronische Zündanlagen. Elektronik, 1966, č. 8, s. 235.
- [34] Gerlach, A.—Habicht, M.—Richter, E.: Kondensator — Zündanlage mit neuartiger Ladeschaltung. Elektronik, 1967, č. 10, s. 311.
- [35] Högemann, H.: Thyristor — Zündanlage für Kraftfahrzeuge. Funkschau, 19, s. 607.
- [36] Greif, E.: Kondensator — Zündanlage mit neuartiger Ladeschaltung. Elektronik, 1968, č. 1, s. 7.
- [37] Everding, H.: Kondensator — Zündanlage mit konstanter Ausgungsspannung. Elektronik, 1968, č. 8, s. 239.
- [38] Kupfer, K. H.: Thyristor — Zündung nach Ma. Funk-Technik, 1968, č. 23, s. 901.
- [39] Horbaschek, H.: Kondensator — Zündanlage für Kraftfahrzeuge. Funk-Technik, 1969, č. 21, s. 835.
- [40] Michl, J.—Lejsek, M.: Zapojení časového obvodu. PV1238 — 71.
- [41] Lytel: Elektronik Motor Control.

blikač napájený z baterie 161

- — ze sítě 162
 - s automatickým vypínáním 161
 - triakový dvojité 163
- blikadla tyristorová 160

cyklokonvertor 114

- fázově řízený 115

činitel stabilizace 69

čítač kruhový 158

člen optoelektronický logický 171

děj komutační diody 14

diak 184, 188

dioda nulová 96

- se dvěma bázemi 183

diody polovodičové 10

- stabilizační (Zenerovy) 19
- usměrňovací 10
- — lavinové 17

doba komutační 16

- — tyristoru 27
- poklesu 27
- vypínací 27
- zapínací 26
- zpoždění 27

dvoupolohové řízení výkonu 91

filtr indukční 61

- kapacitní 54
- mnohostupňový 66

fotoblesk ovládaný tyristorem 166

fototyristor 35

charakteristika blokovací tyristoru 25

- propustná diody 8, 10
- — tyristoru 25
- voltampérová triaku 23
- — usměrňovací diody 10
- vstupní triaku 42
- — tyristoru 26
- zapínací fototyristoru 38
- závěrná diody 8, 10
- — tyristorů 25

chlazení polovodičových součástek 254

impedance tranzientní tepelná 17

integrovane obvody monolitické 190

jednotka čítači 160

jištění kontaktů přístrojů 102

- — spínači 154
- měřicích přístrojů 98
- proti dI_T/dt
- — přepětí 154, 258
- — přepřelování 154
- spotřebičů proti nadproudům 152
- — — napětovým přetížením 149
- tranzistorového spínače 105
- tranzistorových stabilizátorů 152

kondenzátor filtrační 54

měníč kmitočtu komutovaný zátěží 113

- — nezávislý 115
- — závislý 114
- pulsní 110

montáž součástek 260

můstek fázový 181

nabíjení akumulátorových baterií 87, 235

– NiCd článků 90

náboj komutační 17

napětí blokovací řídící 34

– – spínací 25

– kolektorové mezní 22

– komutační 14

– neopakovatelné blokovací 27

– – závěrné 11, 27

– opakovatelné blokovací 27

– – závěrné 11, 27

– průrazné přechodu PN 8

– – závěrné 10

– saturační 22

– zapínací 34

obvod integrovaný se závislým napájením 191

– – s nezávislým napájením 192

– komutační stejnosměrného spínače 108

– ovládací nezávislý 124

– – střídavých spínačů 119

– – závislý 119

– řídící se členem RC 180

– – s diakem 180

– – integrovanými obvody 190

– – tranzistorový 196

obvody filtrační 52

– pro fázové řízení 180

– signalizační 142

– usměrňovací 44

– – jednofázové 44

odpor diferenciální stabilizační diody 19

– tepelný chladiče 254, 256

– – styku 256

– vnitřní 17, 254

– vnitřní stabilizátoru 70

odrušení obvodů 261

odstraňování poruch 263

ochrana měřících přístrojů diodami 97

– stejnosměrného mikroampérmetru 98

– – voltmetru 99

ovládací obvod pro spínání v nule napětí 129

ovládací obvod stejnosměrný 127

– obvody stejnosměrných spínačů 135

ovládání světél 93

ozáření spínací 35

pájení polovodičových součástek 261

parametry dynamické tyristoru 30

– propustné charakteristiky diody 12

– teplotní diody 17

– závěrné charakteristiky diody 10

počítání předmětů 149

potlačení oblouku na kontaktech přístrojů 101

použití bezkontaktních spínačů 141

– usměrňovacích diod 43

proud efektivní propustný tyristoru 29

– kolektoru mezní 22

– – zbytkový 22

– přetěžovací 14

proud přídržný 25

– vratný 25

– zapínací 34

přechod PN 7

přeměna napětí 108

– stejnosměrného napětí 109

– střídavého napětí 108

přepínání zátěže 157

– – dálkové 157

přetížení proudové diody 14

regulace otáček cize buzených stejnosměrných motorů 211

– – střídavého motoru 210

– teploty 217

– – s dvojkovem 217

– – impulsním řízením 227

– – s integrovanými obvody 229

– – kontaktním teploměrem 218

– – – relaxačním oscilátorem 221

– – – termistorem 220

– – – vnějším termostatem 219

– – synchronní s triakem 226

– univerzálních motorek 207

rozběh asynchronního motoru 215

řízení fázové 109, 116, 171

- napětí 116, 171
- pulsní 116
- střídavého napětí 176, 198

řízený usměrňovač 171

signalizace napájecího napětí 142

- osvětlení 147
- pohybu předmětu 148
- přepětí a podpětí 144
- vlhkosti 145
- výšky hladiny 145

součinitel teplotní Zenerova napětí 20

spínač bezkontaktní 116

- časový 137
- – se zpožděným vypnutím 141
- – – zapnutím 137
- intervalový 251
- křemíkový jednosměrný 184
- – souměrný 184
- normálně vypnutý 170
- – zapnutý 170
- samopřidrzný s fototyristorem 169
- stejnosměrný 132

spínání napětí 106

- spotřebičů logickým signálem 156
- stejnosměrného napětí 106
- střídavého napětí 106, 118
- světél programové 160

spořič baterie 249

stabilizátor 69

- dvoustupňový 72
- se stabilizačními diodami 69

stabilizátory napětí tyristorové 202

strmost nárůstu blokovacího napětí 31

- – komutačního napětí 41
- – propustného proudu 30

střídač 112

střídač paralelní 113

tranzistor 8, 20

- jednopřechodový 183
- PNP (NPN) 9

triak 38

tyristor 9, 22, 24

- diodový 22
- obousměrný 22, 38
- triodový 24
- závěrně blokující 22, 24
- – vodivý 22

usměrňovač dvojpulsní s kapacitním filtrem 54

- jednofázový s indukčním filtrem 61
- jednopulsní s kapacitním filtrem 54
- řízený 108

– trojfázový můstkový 50

– zapojený do trojfázové hvězdy 50

usměrňovače jednofázové jednopulsní 46

– trojfázové 50

uvádění obvodů do provozu 263

vlastnosti dynamické tyristoru 26

- komutační diod 14
- zapínací tyristoru 34

výkon řídící střední 34

- ztrátový mezní tranzistoru 22
- – stabilizační diody 20
- – v propustném směru 14

zapínání světél postupně 164

– tyristorů fototyristory 169

zařízení poplašné proti odcizení vozidla 250

zdroj proměnného stejnosměrného napětí 196

zhasínání světél společně 165

zvlnění usměrněného napětí 55

ING. PŘEMYSL HOLUB, ING. JOSEF ZÍKA

PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ POLOVODIČOVÝCH DIOD A TYRISTORŮ

DT 621.382.233

Vydalo SNTL – Nakladatelství technické literatury, n. p., Spálená 51, Praha 1, v roce 1977 v řadě elektrotechnické literatury jako svou 7953. publikaci – Redakce elektrotechnické literatury – Odpovědný redaktor Ing. Jaromír Čížek – Vazbu a přebal navrhl Miroslav Houska – Grafická úprava a technická redakce Ivona Malinová – Ze sazby monofoto vytiskl ofsetem TISK, knižní výroba, n. p., Brno, závod 1 – 280 stran, 199 obrázků, 36 tabulek – Typové číslo L25-B2-IV-41f/52216 – Vydání druhé, přepracované – Náklad 25 200 výtisků – 17,60 AA, 18,25 VA

05/40

Cena vázaného výtisku Kčs 20, –
507/21,856

Publikace je určena zejména údržbářům, technikům a zlepšovatelům. Velmi dobře bude sloužit širokému okruhu čtenářů amatérů zajímajících se o využití diod a tyristorů v nejrůznějších aplikacích