

Chceme-li stavět nějaký elektronický přístroj nebo zařízení, obvykle lze postupovat dvěma cestami: buď najít nějaké zapojení (vhodné k požadovanému účelu) v literatuře, a to pak upravit podle potřeby, nebo sednout za psací stůl a potřebné zapojení si navrhnout, tj. vypočítat nebo graficky určit hodnoty jednotlivých prvků zapojení.

První cesta bývá obvykle kratší, neboť i v elektronice platí většinou známé pořekadlo, že „není nic nového pod sluncem“, vše se již v té či oné formě

pojení, nebo stačí-li nám prostě zapojení „ubastlit“. Ze všech hledisek je ovšem nejsprávnější znát funkci jednotlivých součástek i celého zařízení tak podrobně, jak je to jen možné. V tom případě bude asi nejvýhodnější postupovat tak, že použijeme k všeobecnému poučení o zapojení nějakou literaturu a vlastní zapojení pak spočítáme (navrhujeme) sami. Tehdy si totiž budeme jisti, že při uvádění zařízení do chodu neztroskotáme na nějakém problému, který nebudeme moci vyřešit.

## • NĀVRH • A KONSTRUKCE

objevilo na stránkách knih, časopisů výzkumných zpráv atd. Ovšem případy, kdy můžeme původní zapojení převzít bez změn, jsou poměrně řídké. A pak jsme stejně jako v druhém případě postaveni před otázkou, jak navrhnout nebo změnit zapojení tak, aby vyhovovalo našim požadavkům. Pak již záleží jen na „vybavení“ vědomostmi, literaturou, a případně i dalšími pomůckami.

Kritériem, o něž se můžeme opírat při rozhodování, jakým způsobem při návrhu a konstrukci postupovat, je podle mého názoru především to, chceme-li znát funkci jednotlivých součástek za-

Příkladem takového postupu je návrh praktických jednoduchých spínacích a prepínacích obvodů, které jsou popsány v tomto čísle RK. Vždy se vychází z výkladu činnosti zapojení a z výkladu, jak se na činnosti zapojení podílejí jednotlivé součásti, pak je uveden obecný početní návrh zapojení, v další části je tento návrh přehledně shrnut do kroků a závěrem je uveden praktický příklad výpočtu praktického obvodu nebo zapojení.

Vzhledem k rozsahu RK jsou uvedeny pouze spínací obvody s diodami a tranzistory; v tomto čísle RK však šlo spíše o kvalitu, než o kvantitu, neboť

spínací obvody je velmi rozsáhlá partie elektroniky, kterou by nebylo možno postihnout ani jedním celým ročníkem Radiového konstruktéra.

Shrnuto: v tomto posledním letošním čísle RK se autor pokusil ukázat, jakým způsobem je třeba postupovat, když se navrhuje obvody v elektronice.

Protože jde o základní informace, vychází návrh ze statických parametrů, neuvažují se přechodové jevy atd. Domnívám se však, že to podstatné, metodika návrhu obvodů, umožní čtenáři udělat si představu, co vše je třeba, aby byl navržen a realizován již i poměrně jednoduchý obvod – a o to právě šlo.

# SPÍNACÍ OBVODY **v PRAAXI**

Ing. Alek Myslík

## Úvod

Problematika spínání v elektrických obvodech je velmi široká a zabývá se jí mnoho odborných i vědeckých publikací. Zahrnuje spínání kontaktní i bezkontaktní, vyšetřuje všechny jevy, které při spínání vznikají a ovlivňují jej. Její aplikace sahají hluboko do výpočetní a automatizační techniky, kde se vlastně uplatňuje již jenom její základní princip – střídání sepnutého a rozepnutého stavu. Tím vším se samozřejmě nelze zabývat na šedesáti čtyřech stránkách RK. Vybrali jsme z celé problematiky tu část, která je nejpřístupnější radioamatérům v jejich vlastních pokusech a konstrukcích, a která je přesto zatím málo prakticky rozšířena – bezkontaktní spínání polovodičovými diodami a tranzistory. I to je ovšem oblast velmi široká – kdyby měla být rozebrána detailně a dokonale. Byla proto dále omezena výběrem základních nejpoužívanějších spínacích obvodů a jejich rozbor a návrh je veden pouze ze statického hlediska. Je to proto, že radioamatérské aplikace bezkontaktní spínací techniky budou ze začátku právě pouze statické – obvody s polovodiči budou pracovat jako spínače a přepínače, a budou nahrazovat dřívější klasické mechanické spínače (které jako ovládací prvek samozřejmě nevykloučí).

V pojednání proto nenajdete vysvětlení, rozbor ani výpočet dynamických jevů, vlastností spínacích obvodů při rychlém spínání, tvaru spínacích impulsů ap.

Obsah je tedy určen především pro ty zájemce, kteří získali základní znalosti z elektroniky a láká je poznání moderní výpočetní (a automatizační) techniky, v níž tyto základní spínací obvody tvoří podstatnou a základní část všech složitých obvodů a zapojení. Má být úvodem do této problematiky, protože jen dokonalá znalost základů vede k pochopení složité výpočetní techniky.

Obsah je rozdělen zhruba do šesti částí, v nichž jsou popsány spínače s diodami, spínače s tranzistory, bistabilní, monostabilní a astabilní klopný obvod a Schmittův klopný obvod. U každé z těchto šesti částí je uveden podrobný popis funkce obvodu a všech jeho součástí, podrobný výpočet všech potřebných veličin a hodnot součástí, shrnutí tohoto výpočtu do několika základních kroků pro častější používání a na závěr praktický návrh nějakého obvodu, vypočítaný podle předchozího postupu. U některých navržených obvodů jsou uvedeny i obrazce plošných spojů pro jeho praktickou realizaci.

Celý výklad i praktické návrhy počítají s použitím křemíkových tranzistorů typu n-p-n. Kde a za jakých okolností lze použít germaniové tranzistory,

je vždy výslovně uvedeno. Tranzistory typu p-n-p lze použít ve všech případech, stačí zaměnit polaritu napájecího zdroje, předpětí, diod a příp. elektrolytických kondenzátorů.

Výklad předpokládá základní znalosti elektrotechniky, Ohmův a Kirchhoffovy zákony a práci s nimi, znalost funkce tranzistoru a jeho zapojování do obvodu, znalost funkce jednotlivých součástek a jejich zapojování a dimenzování. Z matematiky jsou používány převážně pouze základní matematické úkony, rovnice a v některých případech logaritmy.

Některé pojmy, s nimiž se pracuje bez vysvětlení, jsou abecedně seřazeny a stručně objasněny v následující části; v jejím závěru jsou uvedeny symboly, s nimiž se v pojednání průběžně pracuje.

### Některé základní pojmy

*Amplituda* – maximální špičková okamžitá velikost napětí nebo proudu u signálů periodického průběhu.

*Binární dělič* – obvod, na jehož výstupu mají impulsy poloviční kmitočet oproti impulsům přiváděným na vstup.

*Časová konstanta* – součin  $RC$  udávající, za jak dlouho klesne napětí na kondenzátoru  $C$  vybíjeném do odporu  $R$  na 67 % původní velikosti.

*Emitorový sledovač* – zesilovací stupeň s tranzistorem v zapojení se společným kolektorem, vyznačující se malou výstupní impedancí a napětovým zesílením  $< 1$ .

*Exponenciální průběh* – průběh vyjadřující exponenciální funkci  $e^x$  popř.  $e^{-x}$ ; tento průběh má např. napětí i proud při nabíjení nebo vybíjení kondenzátoru.

*Lavinovitý pochod* – pochod, který se vlastním průběhem stále více urychluje (viz např. známá řetězová reakce).

*Lineární vztah, prvek* – vztah přímé úměrnosti; prvek, pro který platí Ohmův zákon, tj. lineární vztah mezi proudem prvkem protékajícím a napětím na jeho svorkách.

*Nelineární vztah, prvek* – vztah, v němž závislosti nejsou dány přímou úměr-

ností; prvek, pro který neplatí lineární vztah mezi proudem a napětím.

*Nestabilní stav* – stav, ve kterém obvod nemůže setrvat libovolně dlouhou dobu.

*Nf signál* – signál o nízkofrekvenčním kmitočtu, tj. v rozsahu asi 16 Hz až 16 kHz.

*Otevřený tranzistor* – tranzistor ve vodivém stavu s minimálním napětím mezi kolektorem a emitorem, popř. kolektorem a bází.

*Polarizace propustná, závěrná* – takové připojení kladného a záporného pólu ovládacího napětí, při němž je polovodičový přechod ve vodivém (propustná) popř. v nevodivém (závěrná) stavu.

*Polovodičový přechod* – přechod mezi dvěma polovodiči rozdílného typu (p a n) vyznačující se tím, že vede elektrický proud pouze v jednom směru.

*Propustný směr* – směr, v němž polovodičový přechod vede elektrický proud.

*Rozepnutý stav* – stav, kdy je tranzistor (dioda) v nevodivém stavu.

*Saturační napětí* – napětí mezi dvěma elektrodami tranzistoru (diody) při průtoku proudu, omezeného pouze vnějšími součástkami.

*Saturační proud* – maximální proud, protékající závěrně polarizovaným přechodem při nejvyšším přípustném napětí.

*Sepnutý stav* – stav, kdy je tranzistor (dioda) ve vodivém stavu.

*Stabilní stav* – stav, v němž může obvod setrvat libovolně dlouhou dobu.

*Statické charakteristiky* – charakteristiky, udávající stejnosměrné závislosti proudu a napětí při jejich pomalých změnách.

*Tolerance* – přípustný rozptyl parametrů součástky.

*Vnitřní odpor zdroje* – odpor zdroje, omezující maximální velikost odebíraného proudu, tj. způsobující pokles napětí zdroje při zatížení.

*Voltampérová charakteristika* – závislost mezi napětím na svorkách určitého prvku a proudem jím protékajícím. U lineárních prvků je lineární (přímka).

**Závěrný směr** – směr, v němž polovodičový přechod nevede elektrický proud.  
**Závěrný tranzistor** – tranzistor v nevodičném stavu.  
**Zbytkové napětí** – viz saturační napětí.  
**Zbytkový proud** – proud protékající polovodičovým přechodem při závěrné polarizaci (saturační proud).

**Označení, používaná ve výkladech a výpočtech (kromě běžného značení  $R, C, L, T, D, f$ )**

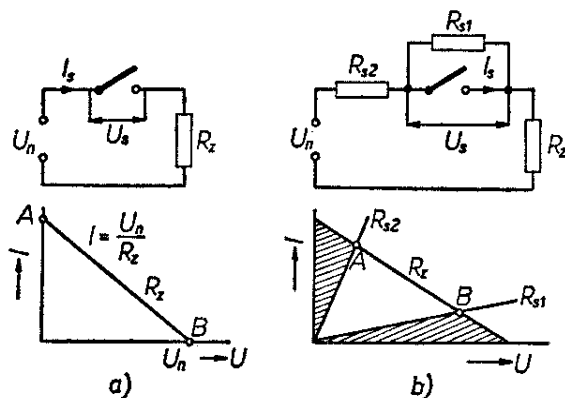
|                |  |
|----------------|--|
| $B$            | baterie  |
| $C_v$          | vazební kondenzátor                                      |
| $h_{21e}$      | proudový zesilovací činitel pro malé střídavé signály    |
| $I_1, I_{vst}$ | vstupní proud  |
| $I_B$          | proud báze   |
| $I_C$          | proud kolektoru  |
| $I_{CB0}$      | zbytkový proud kolektor-báze                             |
| $I_{CE0}$      | zbytkový proud kolektor-emitor                           |
| $I_E$          | proud emitoru  |
| $I_s$          | řídící proud   |
| $I_{st}$       | střídavý proud   |
| $I_z$          | proud zátěži   |
| $P_C$          | kolektorová ztráta                                       |
| $R_B$          | odpor v přívodu k bázi                                   |
| $R_C$          | kolektorový odpor  |
| $R_E$          | emitorový odpor  |
| $R_z$          | zatěžovací odpor   |
| $t_1$          | délka impulsu  |
| $t_2$          | délka mezery   |
| $U_{BE}$       | napětí báze-emitor                                       |
| $U_{BES}$      | saturační napětí báze-emitor                             |
| $U_{CB}$       | napětí kolektor-báze                                     |
| $U_{CE}$       | napětí kolektor-emitor                                   |
| $U_{CES}$      | saturační napětí kolektor-emitor                         |
| $U_C$          | napětí na kondenzátoru                                   |
| $U_E$          | napětí na emitoru  |
| $U_n$          | napájecí napětí  |
| $u$            | okamžité napětí  |
| $U_0$          | počáteční napětí   |
| $U_1, U_{vst}$ | vstupní napětí   |
| $U_p$          | závěrné předpětí   |
| $U_s$          | řídící napětí  |
| $U_{st}$       | střídavé napětí  |
| $U_z$          | napětí na zátěži   |
| $X_L$          | indukční reaktance                                       |
| $\alpha$       | proudový zesilovací činitel v zapojení se společnou bází |
| $\beta$        | proudový zesilovací činitel                              |

v zapojení se společným emi-  
torem; zde používán k ozna-  
čení tohoto parametru na hra-  
nici nasycení  
 $\tau$  časová konstanta

**Spínač jako prvek elektrických obvodů**

Nedílnou součástí většiny elektrických obvodů je spínač. Používá se k připojování napájecích napětí, k přepínání různých součástek a obvodů, k odpojování (při jistění) ohrožených částí zařízení, k usměrňování střídavých napětí a proudů apod.

U každého spínače rozeznáváme dva užitečné, žádoucí stavy – stav, kdy je spínač rozepnutý, a stav, kdy je sepnutý. V rozepnutém stavu by měl ideální spínač mít nekonečný odpor, v sepnutém stavu odpor nulový. Přechod z jednoho stavu do druhého by měl nastat v nekonečně krátkém čase (obr. 1a). Různé spínače se těmito ideálními vlastnostmi více či méně přibližují; v rozepnutém stavu není odpor nekonečný, má určitou konečnou velikost, v sepnutém stavu není nulový, je však velmi malý (obr. 1b). Na ideálním spínači nevznikají žádné ztráty, protože proud protékající spínačem (nebo napětí na svorkách spínače) je vždy roven nule a doby přechodu jsou nekonečně krátké. Na skutečném spínači vždy nějaké ztráty vznikají; záleží na jeho jakosti, jak jsou tyto ztráty veliké. Mají-li být ztráty co nejmenší, je nutné volit odpor spínané zátěže tak, aby byl mnohem menší, než je odpor spínače



Obr. 1. Charakteristiky ideálního a skutečného spínače

v rozeprnutém stavu, avšak přitom mnohem větší, než je jeho odpor ve stavu seprnutém.

Spínání je tedy charakterizováno náhlou změnou impedance v elektrickém obvodu, popř. v přívodu k němu. Změny se dosahuje buď změnou účinného průřezu vedení z nuly na konečnou velikost (u kontaktního spínání), nebo změnou vodivosti určité části vedení, jehož průřez se nemění (u spínání bezkontaktního).

Každý spínač je charakterizován třemi stavy a jim odpovídajícími parametry:

*rozeprnutý stav* – odpor spínače  $R_{s1}$ , přípustné napětí  $U_s$  na svorkách spínače, proud  $I_s$ , protékající spínačem;

*přechodný stav* – doba trvání přechodného stavu;

*seprnutý stav* – odpor spínače  $R_{s2}$ , proud  $I_s$ , který smí spínačem protékat, úbytek napětí  $U_s$  na seprnutém spínači.

Spínače dělíme do dvou základních kategorií – na spínače kontaktní a bezkontaktní. Do první kategorie patří všechny mechanické spínače a přepínače, které mohou být ovládány ručně, elektromagneticky aj., dále relé, rtuťové spínače ap. Do kategorie bezkontaktních spínačů patří spínače s elektronkami, tyratrony, magnetické prvky a polovodičové spínače – diody, tran-

zistory, tyristory a další. Srovnání vlastností jednotlivých typů spínačů je v tab. 1.

## Výhody a nevýhody bezkontaktních spínačů

### Výhody

1. Bezkontaktní spínače nemají pohyblivé části. Spínání probíhá bezhlučně, bez nárazů a otřesů.

2. Spínání probíhá v pevné fázi hmoty, není tedy provázeno vznikem elektrického oblouku, jiskření, opálení kontaktů ap.

3. Doby přechodů mezi seprnutým a rozeprnutým stavem jsou velmi krátké ve srovnání se spínači s kontakty.

4. Bezkontaktní spínače fungují v libovolné poloze a jsou odolné proti otřesům.

5. Spínače pro velké proudy jsou podstatně menší a lehčí, než jejich mechanická obdoba.

6. Polovodičové součástky jsou spolehlivé a mají dlouhou dobu života.

### Nevýhody

1. V seprnutém stavu je na spínači větší úbytek energie, než u kontaktních spínačů, mají tedy větší ztráty.

2. Polovodičové spínače jsou citlivější na přetížení.

3. Je nutné uvažovat vliv teploty okolí na parametry a funkci spínače; zane-

Tab. 1. Srovnání jednotlivých druhů spínačů

| Druh spínače            | Rozeprnutý stav        |                  |                  | Přechodný stav      |                      | Seprnutý stav          |           |           |
|-------------------------|------------------------|------------------|------------------|---------------------|----------------------|------------------------|-----------|-----------|
|                         | $R_{s1}$ [M $\Omega$ ] | $U_s$ [V]        | $I_s$ [ $\mu$ A] | při zap. [ $\mu$ s] | při rozp. [ $\mu$ s] | $R_{s2}$ [ $\Omega$ ]  | $I_s$ [A] | $U_s$ [V] |
| ideální                 | $\infty$               | $\infty$         | 0                | 0                   | 0                    | 0                      | $\infty$  | 0         |
| mechanický (kontaktní)  | $10^4$                 | $10^2$ až $10^3$ | 0                | $10^4$              | $2 \cdot 10^4$       | $10^{-5}$ až $10^{-3}$ | $10^3$    | 0,01      |
| elektronkový (tyratron) | $10^4$                 | $10^3$ až $10^4$ | 0                | $10^{-3}$           | $10^3$               | 10 až 100              | 30        | 10 až 20  |
| tranzistorový (Si)      | 10 až 100              | $10^2$ až $10^3$ | $10^2$ až $10^3$ | 1 až 10             | 10 až 30             | $10^{-3}$              | 100       | 0,1 až 1  |
| tyristorový             | 0,01 až 10             | $10^3$           | 10 až $10^3$     | 1 až 10             | 10 až 100            | $10^{-1}$              | 300       | 1 až 2    |

dbání tohoto vlivu může vést k selhání nebo ke zničení spínače.

4.  $I$  při rozepnutém stavu není spotřebič galvanicky oddělen od zdroje.

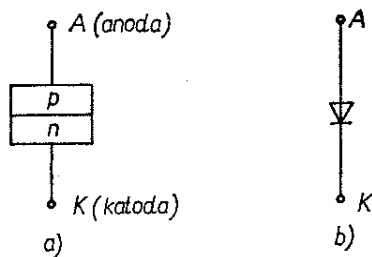
5. Vstupní (budicí) obvod je galvanicky spojen se spínaným obvodem.

## Spínací obvody s polovodičovými diodami

Polovodičová dioda je tvořena polovodičovým přechodem (obr. 2). Podle technologie výroby dělíme polovodičové diody na diody hrotové a plošné.

Hrotové diody se vyrábějí tak, že destička polovodiče typu  $n$  je připájena k jednomu vývodu, k druhému vývodu je připájen wolframový hrot. Tento hrot je přitlačen k polovodičové destičce typu  $n$ . Při výrobě je styk hrotu s polovodičovou destičkou vystaven přechodnému proudovému přetížení, při němž se v okolí hrotu vytvoří v materiálu, který byl původně typu  $n$ , nepatrná oblast typu  $p$ .

Plošné diody se vyrábějí buď slitinovou nebo difúzní technikou. V prvním případě se na polovodičovou destičku většinou typu  $n$  přiloží kousek kovu (india nebo hliníku). Potom se destička zahřeje tak, že v určité její oblasti vznikne slitina vodivostního typu  $p$ . Difúzní technika se obvykle uplatňuje při výrobě křemíkových diod. Na destičku polovodiče typu  $n$  se nejprve nanese vrstva kysličníku křemičitého z obou stran, potom se z jedné strany vrstva odstraní a destička se umístí do prostoru nasyceného bórem. Bór do nezakryté plochy destičky difunduje a přemění tak povrchovou vrstvu destičky na polovodič typu  $p$ .



Obr. 2. Polovodičová dioda

Z fyzikální podstaty funkce přechodu  $p$ - $n$  při vedení elektrického proudu vyplývá, že vztah mezi proudem a napětím na jeho svorkách je nelineární. Přechod  $p$ - $n$  lze popsat rovnicí

$$I = I_s \left( e^{\frac{U}{U_\Theta}} - 1 \right),$$

kde  $I$  je proud procházející přechodem při napětí  $U$ . Napětí  $U$  je kladné, je-li dioda polarizována v propustném směru. Proud  $I_s$  je tzv. nasycený (saturační) proud přechodu a závisí na technologii a materiálu, z něhož je dioda vyrobena. Napětí  $U_\Theta$  je tzv. teplotní potenciál

$$U_\Theta = \frac{mk\Theta}{q},$$

kde  $k$  je Boltzmanova konstanta,  $q$  je elementární náboj,  $\Theta$  je absolutní teplota ve  $^\circ\text{K}$ . Korekční činitel  $m = 1$  pro případ, že napětí na diodě je určeno pouze úbytkem, vytvořeným difúzním proudem. Ve skutečné diodě se uplatňuje i úbytek, vytvořený tokem většinových nosičů, které kompenzují náboj menšinových nosičů a činitel  $m$  se pak mění v rozmezí  $m = 1$  až  $2$ . Je-li napětí  $U_\Theta > U$ , lze v rovnici pro  $U$  zanedbat jedničku a rovnici zjednodušit na výraz

$$I = I_s e^{\frac{U}{U_\Theta}}.$$

Ve spínacích obvodech se dioda používá jako sepnutý spínač při propustné polarizaci a jako rozepnutý spínač při závěrné polarizaci. Je tedy nutné vědět, jaké napětí je na svorkách diody, jestliže vede, a jaký zpětný proud jí prochází, je-li uzavřena.

Saturační proud germaniové diody je při teplotě  $20^\circ\text{C}$  asi  $I_s = 10 \mu\text{A}$ . Napětí na svorkách diody, prochází-li jí např. proud  $1 \text{ mA}$ , vypočítáme z předchozí rovnice:

$$U = U_\Theta \ln \frac{I}{I_s} = 50 \ln 10^2 = 230 \text{ mV}.$$

Křemíkové diody mají saturační proud  $I_s$  o 3 až 6 řádů menší. Počítáme-li tedy s proudem  $I_s = 1 \text{ nA}$ , bude napětí na svorkách diody

$$U = 50 \ln 10^6 = 50 \cdot 6 \cdot 2,3 = 690 \text{ mV}.$$

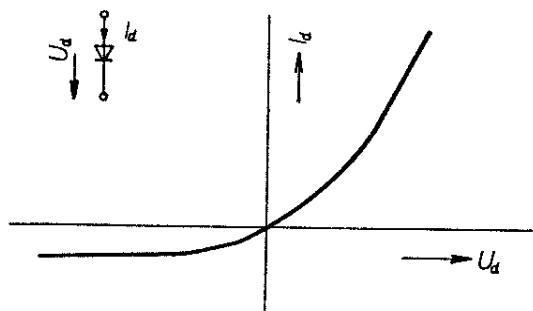
Z výpočtu je vidět, že u křemíkových diod je napětí na svorkách diody ve vodivém stavu větší, než u diod germaniových.

Pro závěrně polarizovaný přechod platí přibližně

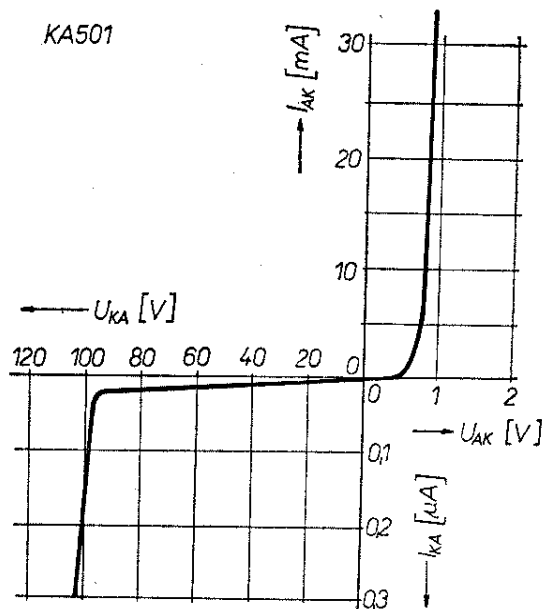
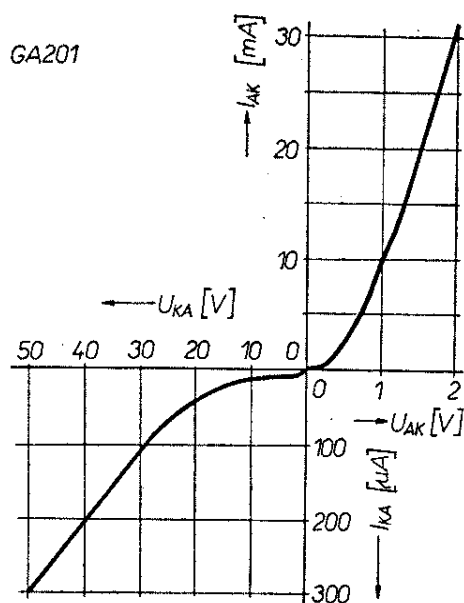
$$I \doteq -I_g.$$

Typická voltampérová charakteristika polovodičové diody je na obr. 3. Proud v závěrném směru je u germaniových diod asi 10 až 100  $\mu\text{A}$ , u křemíkových diod řádu jednotek  $\mu\text{A}$ . Napětí na diodě v propustném směru bývá u germaniových diod asi 0,3 V, u křemíkových diod 0,7 až 1 V. Základní parametry československých polovodičových diod, použitelných pro dále popisované aplikace, jsou v tab. 2 (2. str. obálky). Skutečné voltampérové charakteristiky diod GA201 a KA501 (germaniová a křemíková) jsou na obr. 4.

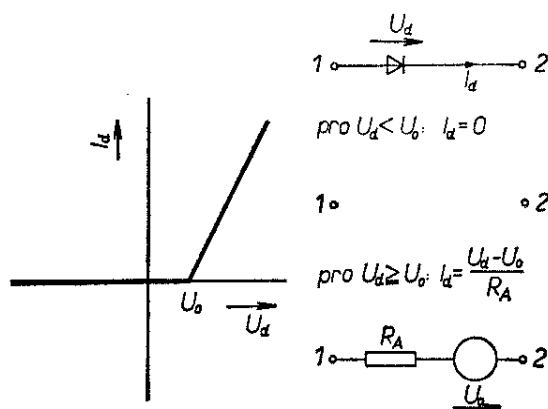
Při přibližných výpočtech používáme obvykle tzv. linearizaci voltampérové charakteristiky pomocí několika přímkových úseků. Dva nejpoužívanější způsoby linearizace voltampérové charakteristiky polovodičové diody jsou na obr. 5 a 6. První způsob zjednodušuje průběh charakteristiky do dvou úseků; považuje diodu za nekonečně velký odpor při polarizaci v závěrném směru a v propustném směru až do napětí  $U_0$ . Od tohoto bodu považuje diodu za odpor, jehož velikost je dána směrnici přímkou, tj. podílem napětí  $U = U_d - U_0$  a proudu  $I_d$  v kterémkoli místě charakteristiky. Druhý způsob zanedbává úbytek na diodě v propustném směru a rozděluje charakteristiku diody na dvě přímkové části – pro záporné a pro kladné napětí  $U_d$ . V obou případech je dioda uvažována jako odpor,



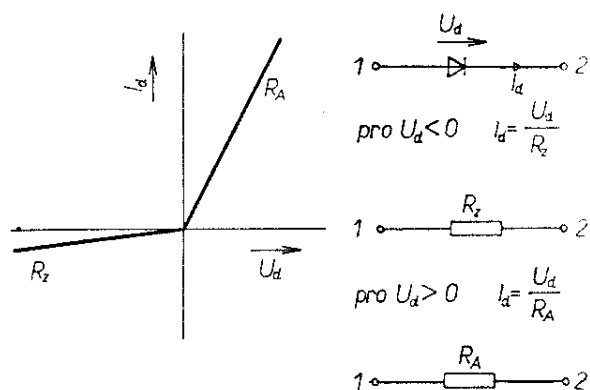
Obr. 3. Charakteristika polovodičové diody



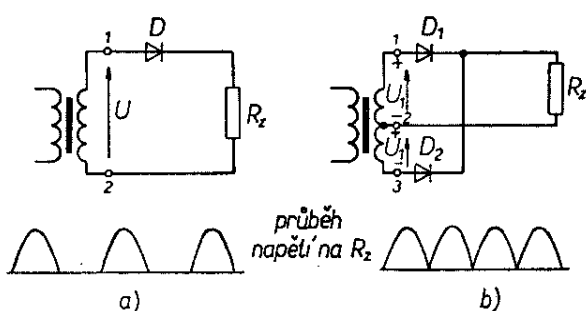
Obr. 4. Charakteristiky diod GA201 a KA501



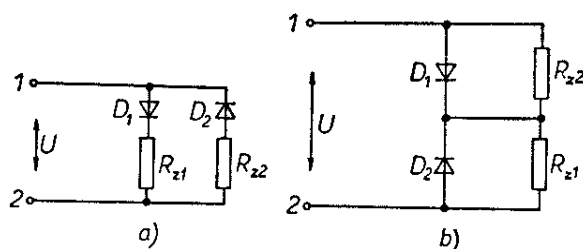
Obr. 5. Linearizace voltampérové charakteristiky polovodičové diody



Obr. 6. Linearizace voltampérové charakteristiky polovodičové diody



Obr. 7. Zapojení jednocestného a dvojcestného usměrňovače



Obr. 8. Polaritní selekce

jehož velikost je v závěrném i v propustném směru dána směrnici příslušných přímek, tj. podílem  $\frac{U_d}{I_d}$ .

Spínací obvody s polovodičovými diodami rozdělujeme na tři skupiny. U první skupiny dochází ke spínání v závislosti na přenášeném signálu, změnou jeho polaroty nebo velikosti. U druhé skupiny je spínání ovládáno řídicím napětím, přiváděným z jiného zdroje, než je přenášený signál. Sepnutý nebo rozepnutý stav trvá jen tak dlouho,

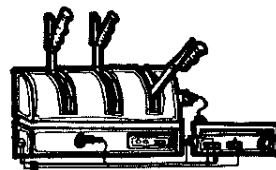
dokud působí řídicí napětí. U spínacích obvodech třetí skupiny stačí k trvalému sepnutí nebo rozepnutí jen krátký řídicí impuls. Patří sem bistabilní klopné obvody s diodami se záporným odporem. Protože tyto polovodičové prvky jsou na našem trhu těžko dostupné a jejich používání není běžné, budeme se blíže zabývat jen prvními dvěma skupinami.

### Spínače řízené přenášeným signálem

Základním představitelem tohoto druhu spínačů je usměrňovač, ventil. Podle polaroty přicházejícího napětí je ventil buď ve vodivém, nebo v nevodivém stavu a na jeho výstupu je jen napětí jedné polaroty. Základní zapojení jednocestného a dvojcestného usměrňovače je na obr. 7. Dioda  $D$  v jednocestném usměrňovači propouští napětí  $U$  pouze tehdy, je-li na svorce 1 jeho kladný pól. V opačném případě je polarizována v závěrném směru a napětí nepropustí. Při střídavém sinusovém napětí propustí tedy pouze jeho kladné půlvlny. Ve dvojcestném usměrňovači na obr. 7b vede dioda  $D_1$ , je-li na svorce 1 kladný pól napětí. V tom okamžiku je na svorce 3 záporný pól napětí a dioda  $D_2$  nevede. V příští půlvlně se situace obrátí, vede dioda  $D_2$  a nevede dioda  $D_1$ . Karty obou diod jsou spojeny a připojeny na zátěž  $R_Z$ . Průběh napětí na této zátěži je uveden v obrázku.

Dalším využitím stejného principu je např. tzv. polaritní selekce. Dvě základní zapojení jsou na obr. 8. Princip činnosti je velice jednoduchý. Má-li napětí  $U$  kladnou polaritu (na svorce 1), je dioda  $D_1$  polarizována v propustném směru a zátěží  $R_{z1}$  může protékat proud. Dioda  $D_2$  je polarizována v závěrném směru a zátěž  $R_{z2}$  je tedy od napětí  $U$  odpojena. Při změně polaroty napětí  $U$  se situace obrátí. Dioda  $D_2$  vede a připojuje zátěž  $R_{z2}$  ke zdroji, dioda  $D_1$  nevede a zátěž  $R_{z1}$  je od zdroje odpojena.

Tohoto principu lze jednoduše využít v praxi; na obr. 9 a 10 jsou dva praktické příklady polaritní selekce.

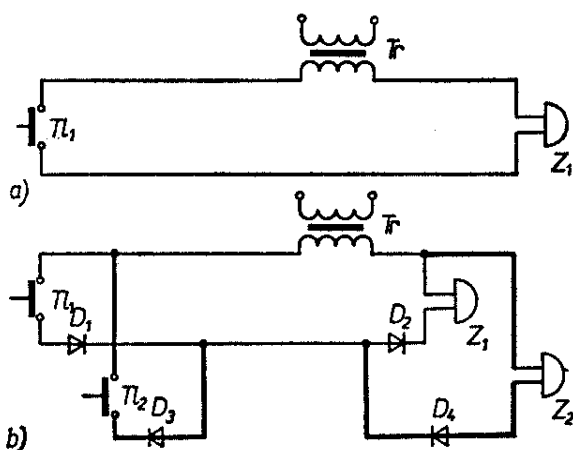


### Ovládání dvou zvonků po jednom vedení

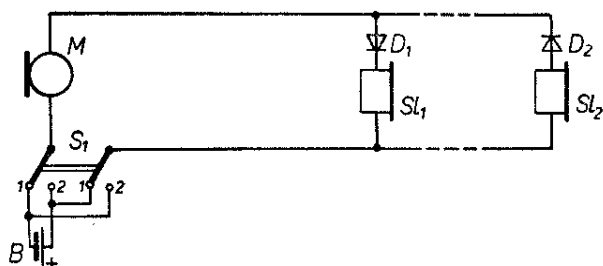
Často žijí dvě rodiny v jednom bytě, popř. podnájemník u bytné apod. V takovém případě je výhodné, když návštěvníci neobtěžují svým zvoněním všechny obyvatele bytu, ale mohou zazvonit jen na toho, s kým si přejí mluvit. Zřízení zvláštního zvonkového okruhu bývá z mnoha hledisek většinou ne snadné. Jednoduchou úpravou lze kýženého efektu dosáhnout bez větších zásahů do zvonkové instalace a s použitím jednoho stávajícího vedení.

Na obr. 9a je základní zapojení zvonkového okruhu; někde (často na nedostupném místě) je umístěn zvonkový transformátor, v bytě za dveřmi zvoněk a okruh je uzavírán tlačítkem, umístěným u domovních dveří nebo branky. Úprava je vyznačena tučnými čarami na obr. 9b. Stiskneme-li tlačítko  $Tl_1$ , uzavře se obvod přes diodu  $D_1$  a  $D_2$  do zvonku  $Z_1$ . Přes diodu  $D_1$  projdou jenom kladné půlvlny, a přes obráceně polarizovanou diodu  $D_4$  tedy nemůže do zvonku  $Z_2$  protékat žádný proud. Stiskneme-li tlačítko  $Tl_2$ , uzavře se obdobným způsobem obvod přes diodu  $D_3$  a  $D_4$  do zvonku  $Z_2$ .

I konstrukčně je celá úprava velmi jednoduchá. Diody lze umístit přímo do tlačítek, popř. do krytů zvonků. Potom už stačí paralelně propojit svorky takto upravených tlačítek a stejně tak svorky zvonků („vybavených“ diodami).



Obr. 9. Zapojení dvou zvonků na jedno vedení



Obr. 10. Domácí telefon s volbou dvou stanic

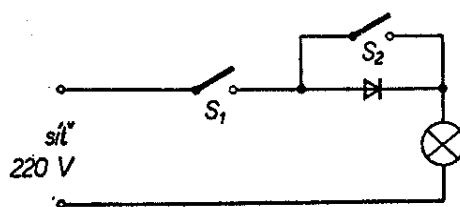
Zvonek nebo bzučák odebírají při napětí 5 V proud 300 až 500 mA. Diody musí být proto dimenzovány tak, aby tento proud vydržely bez poškození. Velmi dobře vyhoví diody KY701 nebo kterýkoli podobný typ.

### Domácí telefon

Stejným způsobem jako zvonky v předchozím zapojení lze rozlišit i dva účastníky na domácím telefonu (obr. 10). Je-li spínač  $S_1$  v poloze 1, uzavírá se elektrický obvod z baterie  $B$  přes spínač  $S_1$ , mikrofon  $M$ , diodu  $D_2$  a sluchátko  $Sl_2$ . Dioda  $D_1$  je polarizována v nepropustném směru a ve sluchátku  $Sl_1$  není proto nic slyšet. Při přepnutí  $S_1$  do polohy 2 se změnila polarita napájecí baterie a elektrický obvod se nyní uzavírá přes diodu  $D_1$  a sluchátko  $Sl_1$ .

### Změna intenzity osvětlení

Zapojíme-li polovodičovou diodu do přívodu k žárovce, propustí (samozřejmě při napájení střídavým proudem) pouze kladné (nebo pouze záporné) půlvlny napájecího proudu (obr. 11). Efektivní hodnota proudu se tedy zmenší na polovinu a stejně se zmenší i intenzita světla žárovky. Spínačem  $S_2$  můžeme diodu vyřadit a žá-



Obr. 11. Jednoduchá regulace svítivosti žárovky na střídavý proud

rovka svítí naplno. S výhodou lze využít vícepolohové síťové spínače (starší otočné) nebo dvojitě páčkové spínače. V jednotlivých polohách je potom žárovka zhasnuta, svítí s polovičním jasnem a svítí naplno. Dioda musí být dimenzována na síťové napětí a na proud, který žárovka ze sítě odebírá. Pro žárovky do 200 W vyhoví dioda KY705.

### Rekupační obvody

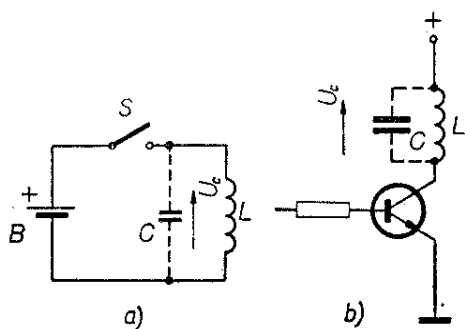
Je-li v obvodu stejnosměrného proudu (obr. 12) zařazena indukčnost  $L$  (např. vinutí relé), nahromadí se v jejím magnetickém obvodu energie  $W_L = 1/2 LI^2$ . Po rozpojení obvodu nemůže proud v cívce náhle změnit svoji velikost a proto nabíjí kondenzátor, tvořený vlastní kapacitou cívky. Původní napětí, které bylo na indukčnosti  $L$ , změní proto při rozpojení obvodu svoji polaritu a zvětšuje se tak dlouho, dokud se všechna magnetická energie nezmění v elektrickou, nahromaděnou v kapacitě  $C$ . Neuvažujeme-li ztráty, platí

$$1/2 LI^2 = 1/2 CU^2_c$$

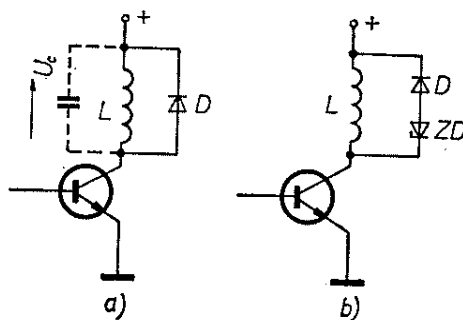
Z tohoto vztahu dostaneme pro velikost napětí  $U_c$

$$U_c = I \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Protože vlastní kapacita cívek bývá malá, může první napěťová špička po rozpojení obvodu dosáhnout mnohonásobku napájecího napětí. To způsobuje namáhání izolace, opalování kontaktů spínače, rušení a při použití polovodičového spínače (např. tranzistoru, obr. 12b) může způsobit jeho průraz.



Obr. 12. Spínání indukční zátěže

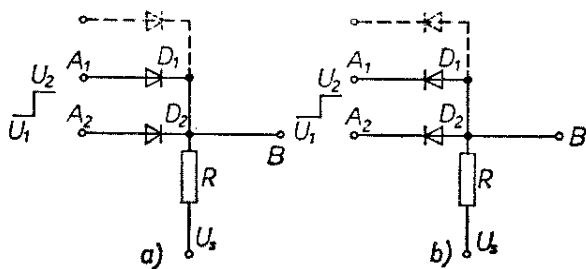


Obr. 13. Diodová ochrana při spínání indukční zátěže

Tomuto jevu lze odpomoci zapojením podle obr. 13. Pokud je spínač sepnut je dioda  $D$  polarizována v závěrném směru a její vliv se neuplatní. Po přerušení obvodu se změní polarita napětí na cívce  $L$ , toto napětí je prakticky ihned zkratováno diodou  $D$ . Protože proud v cívce zaniká s časovou konstantou  $\frac{L}{R}$ , a protože je odpor diody  $D$  v propustném směru malý, zpomalí se tímto zapojením např. odpad relé (je-li cívka  $L$  jeho vinutím). Zlepšení se dosáhne zapojením Zenerovy diody do série s diodou  $D$ . Zenerova dioda omezí vzniklé přepětí na velikost svého Zenerova napětí a současně zkrátí dobu zániku proudu, protože trvale vytváří konstantní „protinapětí“.

### Hradlové obvody

Jsou to obvody, které se používají v automatizaci a výpočetní technice tam, kde je nutné, aby signál procházel obvodem pouze při splnění určitých podmínek. Používají se např. při signalizaci poruchy nebo nebezpečí, kdy požadované zařízení má fungovat pouze v případě, dojde-li k nějaké poruše nebo k havarijní situaci. To je jeden způsob, jak může být podmíněn průchod signálu – je-li splněna alespoň jedna z určitého počtu podmínek. Takový hradlový obvod označujeme slůvkem „nebo“ (buď první podmínka, nebo druhá, nebo třetí...). Druhým základním způsobem podmínění je splnění několika podmínek zároveň. Např. určitý přístroj může být zapnut, je-li správné napětí v síti, je-li teplota nižší než 30 °C a je-li



Obr. 14. Diodové hradlové obvody

stisknuto spouštěcí tlačítko. Takový hradlový obvod nazýváme „a“ (první podmínka a druhá podmínka a třetí podmínka . . .).

Základní zapojení těchto dvou typů hradlových obvodů je na obr. 14. Na obr. 14a je obvod typu „nebo“. Na vstupy  $A_1$ ,  $A_2$  (popř. další, jak je naznačeno čárkovaně) je při splnění určité podmínky přivedeno napětí  $U_2$ , při nesplnění  $U_1$ . Řídící napětí  $U_3$  musí být menší, než  $U_1$  (je-li  $U_1 = 0$ , musí být  $U_3$  záporné). Je-li na obou vstupech  $A_1$  i  $A_2$  napětí  $U_1$  (žádná podmínka není splněna), jsou diody  $D_1$  i  $D_2$  polarizovány v propustném směru (na katodě je menší napětí než na anodě,  $U_3 < U_1$ ), a napětí  $U_1$  se objeví i na výstupu  $B$ . Je-li např. splněna podmínka  $U_1$ , je na vstupu  $A_1$  napětí  $U_2$  a protože dioda  $D_1$  je stále polarizována v propustném směru, projde napětí  $U_2$  na výstup  $B$ . Dioda  $D_2$  se tím uzavře (má katodu kladnější než anodu) a zamezí tak nežádoucímu průchodu napětí  $U_2$  na vstup  $A_2$ . Ke stejné situaci dojde, je-li splněna pouze podmínka  $U_2$ . Jsou-li splněny obě podmínky, situace se nezmění.

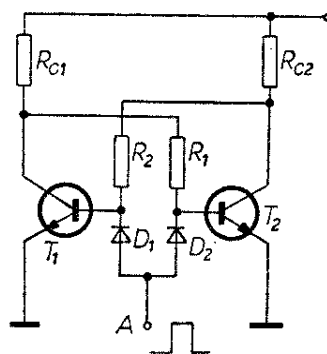
Druhý typ hradlového obvodu je na obr. 14b. Napětí, přiváděné na vstupy  $A_1$  a  $A_2$  je stejné jako v předchozím případě (při splnění podmínky  $U_2$ , při nesplnění  $U_1$ ,  $U_2 > U_1$ ). Řídící napětí  $U_3$  je tentokrát větší než napětí  $U_2$ . Jsou-li na obou vstupech napětí  $U_1$  (nesplněné podmínky), jsou diody  $D_1$  i  $D_2$  polarizovány v propustném směru a připojují na výstup  $B$  vstupní napětí  $U_1$ . Splníme-li např. podmínku  $A_1$  a na vstupu  $A_1$ , bude napětí  $U_2$ , situace se nezmění, protože výstup  $B$  zůstává stále připojen na napětí  $U_1$  přes diodu  $D_2$ . Obdobně

při splnění pouze podmínky  $A_2$  se situace nezmění, protože výstup  $B$  bude připojen na napětí  $U_1$  přes diodu  $D_1$ . Teprve tehdy, bude-li na obou vstupech napětí  $U_2$ , přenesou se napětí  $U_2$  i na výstup  $B$ . Signální napětí na výstupu  $B$  se tedy u hradlového obvodu typu „a“ objeví pouze tehdy, jsou-li splněny všechny podmínky, tj. je-li na všech jeho vstupech signální napětí.

### Směrovací obvody

V mnoha případech je zapotřebí, aby signál postupoval z určitého bodu jenom požadovaným směrem, k určenému dalšímu bodu, nebo aby cesta pro signál byla průchozí např. z místa  $A$  do místa  $B$ , ale nikoli již zpět z místa  $B$  do místa  $A$ .

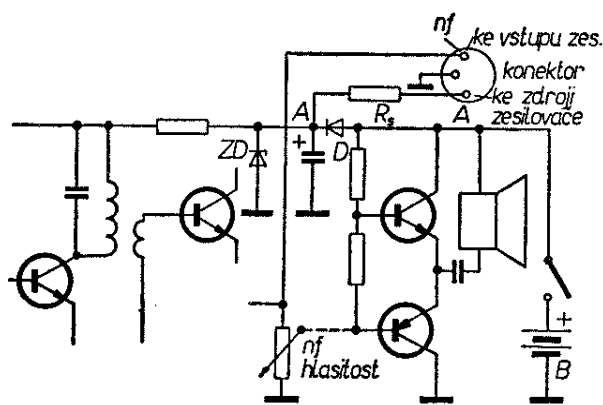
Příklad takového obvodu je na obr. 15. Na obrázku je schéma bistabilního klopného obvodu (o tomto obvodu se podrobně píše na str. 31). Tento obvod má dva stavy – buď protéká proud tranzistorem  $T_1$ , na jeho kolektoru je pak velmi malé napětí a tranzistor  $T_2$  je uzavřen (protože jeho báze je napájena právě z kolektoru  $T_1$  přes odpor  $R_1$ ), nebo se situace obrátí a otevře se tranzistor  $T_2$ , napětí na jeho kolektoru se zmenší a tranzistor  $T_1$  se uzavře, protože jeho báze je napájena z kolektoru  $T_2$ . Změny stavu bistabilního klopného obvodu lze dosáhnout např. tím, že přivedeme kladné napětí na bázi uzavřeného tranzistoru (stačí krátký impuls). K opakovaným změnám stavu je tedy zapotřebí přivádět kladný impuls střídavě na bázi  $T_1$  a na bázi  $T_2$ . Aby mohl mít bistabilní klopný obvod pouze jeden



Obr. 15. Ovládání čítače diodovými hradly

vstup a aby mohly být ovládací impulsy pouze jedné polaridy, zapojíme do přívodu k oběma bázím diody podle obr. 15. Obvod pracuje takto: je-li tranzistor  $T_1$  otevřen, je na jeho kolektoru malé napětí, které je přes odpor  $R_1$  připojeno na bázi  $T_2$  a zároveň na katodu diody  $D_2$ . Přejde-li nyní na vstup  $A$  malý kladný impuls (větší než je napětí na kolektoru  $T_1$ ), projde diodou  $D_2$  na bázi tranzistoru  $T_2$ . Diodou  $D_1$  projít nemůže, protože je připojena katodou přes odpor  $R_2$  na velké napětí kolektoru tranzistoru  $T_2$ . Impuls způsobí změnu stavu obvodu, takže nyní je tranzistor  $T_1$  uzavřen a  $T_2$  otevřen. Další kladný impuls na vstupu  $A$  projde nyní naopak přes diodu  $D_1$  na bázi tranzistoru  $T_1$ . Dvojice diod  $D_1$  a  $D_2$  tedy propouští přicházející kladné impulsy střídavě na bázi prvního a druhého tranzistoru.

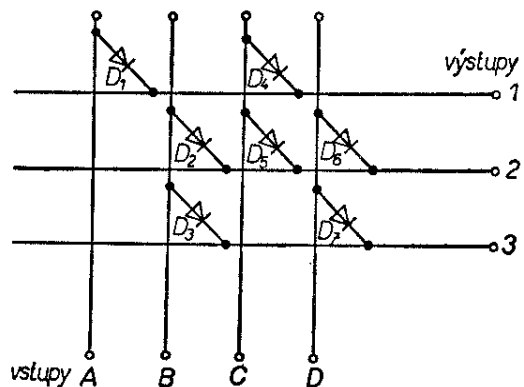
Další příklad směrovacího obvodu je na obr. 16. Bateriový přijímač má být v době svého používání doma připojen k zesilovači s reproduktorovými soupřevami (s odpojením vestavěného reproduktoru) a současně má být také ze zdroje tohoto zesilovače napájen. Celý úkol lze vyřešit bez použití přepínače. Na konektor, určený k propojení přijímače se zesilovačem, se kromě výstupu z detektoru přijímače (horní konec potenciometru pro řízení hlasitosti) připojí také společný vodič napájení přijímače z místa  $A$ . Napájení bývá obvykle řešeno tak, že společný vodič postupuje z kladného pólu baterie na koncový nf stupeň, potom na nf předzesilovač a



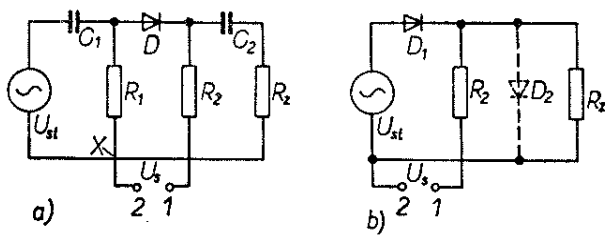
Obr. 16. Úprava přijímače pro externí napájení

potom na mf obvody, směšovač a vstupní obvody. Přerušíme-li tento napájecí vodič v místě mezi nf a mf částí (přeškrábáním plošného spoje) a znovu jej propojíme diodou  $D$ , na základní funkci přijímače se nic nezmění. Dioda  $D$  je napětím baterie polarizována v propustném směru a všechny obvody přijímače tedy dostávají napětí z baterie. Vypneme-li přijímač a přes konektor připojíme zesilovač, dostane se napájecí napětí ze zesilovače přes konektor do bodu  $A$  a odtud na všechny obvody přijímače kromě nf zesilovače, protože dioda  $D$  je nyní polarizována v závěrném směru (její katoda je kladnější než anoda). Zenerova dioda  $ZD$  a odpor  $R_2$  upravují napájecí napětí na požadovanou velikost; je vhodné zvolit Zenerovu diodu s napětím o málo větším, než je obvyklé napětí baterií, aby jí při provozu z baterií netekl proud a nezvětšovala tak odběr přijímače.

Jinou aplikací směrovacích obvodů jsou tzv. diodové matice. Na obr. 17 je naznačen princip takové matice. V mnoha automatizačních nebo výpočetních obvodech je zapotřebí, aby určité kombinaci vstupních údajů odpovídala určitá kombinace výstupních údajů. Např. je-li signál na vstupech  $A$ ,  $B$  a  $D$ , má být i na výstupech  $1$ ,  $2$  a  $3$ . Je-li pouze na vstupu  $B$ , má být na výstupech  $2$  a  $3$  atd. Kdybychom nepoužili ve spojení příslušných vstupů a výstupů diody, ale spojili je přímo, došlo by např. k tomu, že v druhém případě – je-li signál na vstupu  $B$  – by byl signál nejen na výstupu  $2$  a  $3$ , ale i na  $1$ , kam by se dostal přes spoje, nahrazující diody  $D_2$ ,  $D_5$  a



Obr. 17. Diodová matice



Obr. 18. Diodové spínače

$D_4$ . Při použití diod touto cestou projít nemůže, protože dioda  $D_5$  je polarizována v opačném směru (všude předpokládáme kladný signál, signál s kladnou polaritou).

### Spínače řízené cizím napětím

Princip diodového spínače, řízeného cizím napětím, je na obr. 18. Střídavé signální napětí  $U_{st}$  je od stejnosměrného napájecího obvodu odděleno kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$ . Má-li řídicí napětí  $U_s$  na svorce 1 záporný pól a na svorce 2 kladný pól, je dioda  $D$  polarizována v propustném směru a propouští signální napětí k zátěži  $R_z$ . Je-li polarita řídicího napětí  $U_s$  opačná, je dioda polarizována v závěrném směru a napětí  $U_{st}$  nepropustí. Nevýhodou tohoto zapojení je, že v rozepnutém stavu se může signální napětí dostat k zátěži přes odpor  $R_1$ , zdroj  $U_s$  a odpor  $R_2$ . Odporů  $R_1$  a  $R_2$  musí být proto co největší.

Aby se uvedená nevýhoda odstranila, spojuje se obvykle jeden pól zdroje řídicího napětí  $U_s$  s jedním pólem zdroje signálu  $U_{st}$  (v bodě  $X$  na obr. 18). Zamezí se tím pronikání signálu k zátěži v rozepnutém stavu, ale odpor  $R_1$  (v sepnutém stavu i odpor  $R_2$ ) jsou připojeny paralelně ke zdroji signálu a zatěžují jej.

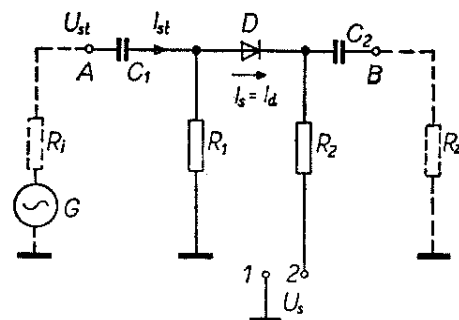
Často používané zjednodušené základní zapojení je na obr. 18b. Odpor  $R_1$  je vypuštěn a nahrazuje jej vnitřní odpor zdroje  $U_{st}$ , tzn., že obvod stejnosměrného řídicího napětí se uzavírá od svorky 1 zdroje  $U_s$  přes odpor  $R_2$ , diodu  $D_1$  a zdroj  $U_{st}$  ke svorce 2 zdroje  $U_s$ . Čárkovaně naznačená dioda  $D_2$  se někdy zapojuje do obvodu pro zlepšení funkce spínače v rozepnutém stavu; je-li na svorce 1 zdroje  $U_s$  kladný pól,

je dioda  $D_1$  polarizována v závěrném směru, nevede (rozepnutý stav) a dioda  $D_2$  je současně polarizována v propustném směru a zkratuje zátěž.

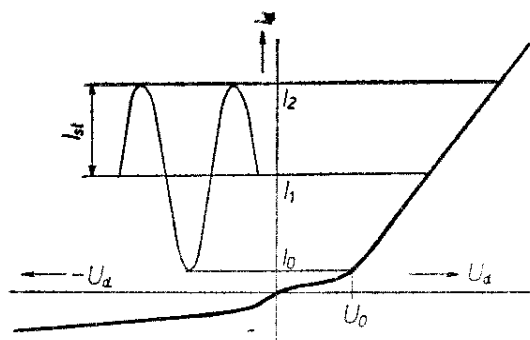
Pro výpočet diodového spínače (obr. 19) musíme znát základní parametry signálu, který chceme spínat, tj. jeho napětí, proud, kmitočet a vnitřní odpor zdroje signálu. Napětí a proud určují parametry řídicího zdroje, kmitočet kapacitu oddělovacích kondenzátorů a vnitřní odpor zdroje signálu musíme znát k vhodné volbě odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Dost často nebudeme znát spínaný proud  $I_{st}$ , ale téměř vždy známe zatěžovací odpor  $R_z$ . Spínaný proud snadno vypočítáme jako podíl

$$I_{st} = \frac{U_{st}}{R_z} .$$

Dioda vede pouze tehdy, protéká-li jí proud v propustném směru. Spínaný střídavý proud mění svou velikost od maximální kladné velikosti přes nulu do maximální záporné velikosti a v každém okamžiku se přičítá (popřípadě odčítá) k stejnosměrnému proudu  $I_s$ , trvale protékajícímu diodou ze zdroje  $U_s$ . Aby byla splněna podmínka vodivosti diody, musí diodou protékat proud v propustném směru i v nejnepříznivějším případě, tj. tehdy, má-li spínaný střídavý proud právě maximální velikost v opačném směru, než jakým protéká proud  $I_s$ . Názorně je to vidět na obr. 20 na voltampérové charakteristice polovodičové diody. Kdyby byl stejnosměrný proud  $I_d = I_s$  protékající diodou menší než  $I_1$ , dosahovaly by záporné půlvlny střídavého proudu pod vodorovnou osu  $x$  a v určitých chvílích by diodou netekl proud, dioda by nevedla. Jak je zřejmé



Obr. 19. Základní zapojení diodového spínače



Obr. 20. Určení řídicího proudu

z obrázku, musí být tedy stejnosměrný proud  $I_s = I_d$  alespoň stejný jako amplituda střídavého spínaného proudu. V teoretickém úvodu byla odvozena velikost napětí  $U_0$ , která je na diodě, je-li polarizována v propustném směru. Jinými slovy to znamená, že na diodu musíme přivést alespoň napětí  $U_0$ , aby byla polarizována v propustném směru. Tomuto napětí  $U_0$  odpovídá samozřejmě určitý proud  $I_0$  a ten musíme při přesném výpočtu rovněž vzít v úvahu. Pro stejnosměrný proud  $I_s$  protékající diodou  $D$  ze zdroje  $U_s$  musí tedy platit

$$I_s \geq 1,4I_{st} + I_0.$$

Výraz  $1,4I_{st}$  udává špičkovou hodnotu střídavého proudu  $I_{st}$ .

Jak již bylo řečeno, odpor  $R_1$  (a v sepnutém stavu i odpor  $R_2$ ) je připojen paralelně ke zdroji signálu a zdroj zatěžuje. Aby tento vliv byl co nejmenší (a spínač tak neovlivňoval vlastní činnost obvodu), volíme odpory  $R_1$  a  $R_2$  stejné a tak veliké, aby jejich paralelní kombinace připojená ke zdroji signálu měla odpor alespoň desetkrát větší, než je vnitřní odpor zdroje signálu.

$$\frac{R_1}{2} = \frac{R_2}{2} \geq 10R_i.$$

Protože odpory  $R_1$  a  $R_2$  jsou obvykle značně veliké, lze (vzhledem k nim) zanedbat vnitřní odpor řídicího zdroje  $U_s$  i odpor diody  $D$  v propustném směru a celkový odpor stejnosměrného řídicího obvodu musí tedy být

$$R = R_1 + R_2 \geq 40R_i.$$

Nyní známe potřebný stejnosměrný proud  $I_s$  i celkový odpor obvodu  $R$  a

můžeme proto určit záporné stejnosměrné napětí  $U_s$ , potřebné ke spolehlivému sepnutí spínače:

$$U_s \geq I_s R.$$

Může se stát, že napětí vypočítané velikostí nemáme k dispozici. Je-li použitelné záporné napětí větší, upravíme velikost odporů tak, aby obvodem tekla potřebný proud  $I_s$ :

$$R' = \frac{U_s}{I_s} = R_1 + R_2.$$

Funkce spínače se ještě zlepši, neboť čím větší jsou odpory, tím méně zatěžují zdroj signálu.

Máme-li k dispozici menší záporné napětí než vypočítané, musíme opět zachovat potřebnou velikost  $I_s$ , tj. vypočítáme odpory podle předchozího vztahu. Aby malé odpory příliš nezatěžovaly zdroj signálu, zařadíme do série s nimi tlumivky. Jak známo, tlumivka klade stejnosměrnému proudu malý odpor, daný pouze odporem jejího vinutí, zatímco střídavému proudu klade odpor

$$X_L = 2\pi fL \quad (\Omega; \text{Hz}, \text{H}),$$

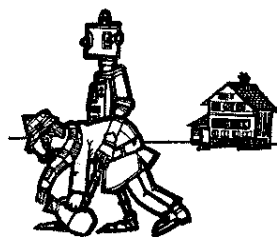
kde  $f$  je kmitočet střídavého proudu a  $L$  indukčnost tlumivky. Potřebnou indukčnost tlumivky určíme tak, aby její odpor pro spínaný střídavý signál doplnil vypočítanou velikost odporů  $R_1$  a  $R_2$  na odpor  $R$ , stanovený na začátku výpočtu ( $R \geq 40R_i$ ):

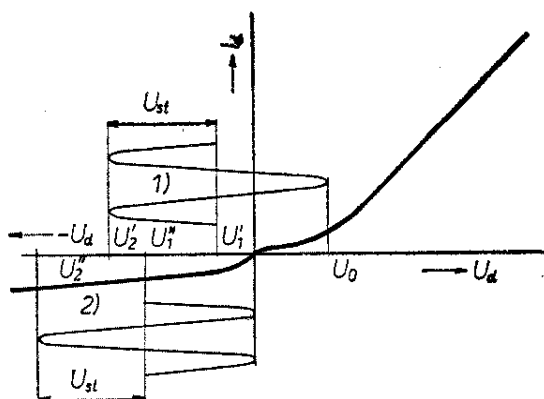
$$X_L = R - R' = 2\pi fL,$$

$$L = \frac{R - R'}{2\pi f}.$$

Vypočítanou indukčnost rozdělíme na polovinu, navineme dvě stejné tlumivky (každá má tedy indukčnost  $\frac{L}{2}$ ), a ty zapojíme do série s odpory  $R_1$  a  $R_2$ .

Nyní musíme stanovit kladné napětí, potřebné k rozpojení spínače. Dioda nevede, je-li polarizována v závěrném směru, tj. je-li napětí na její katodě větší než je napětí na její anodě. Protože signální střídavé napětí





Obr. 21. Určení řídicího napětí

$U_{st}$  se v každém okamžiku přičítá k napětí na anodě diody  $D$ , je nutné zajistit, aby i při maximálním kladném střídavém napětí byla anoda diody zápornější než její katoda. Názorně je to vidět opět na voltampérové charakteristice diody (obr. 21). Kdyby bylo řídicí napětí  $U_s$  menší než  $U'_1$ , zasahovaly by kladné půlvlny střídavého signálního napětí do oblasti vodivého stavu diody a spínaly by tak při svých vrcholech spínač. I zde je uvažováno napětí  $U_0$ , od něhož dioda začíná vést, ale jistější je s tímto napětím nepočítat a volit  $U_s$  menší než  $U''_1$ , a to tak, aby napětí na anodě diody bylo stále záporné. Jak je patrné z obrázku, musí tedy být  $U_s$  větší, než je amplituda  $U_{st}$ :

$$U_s > 1,4U_{st}$$

(minimálně však  $U_s \geq 1,4U_{st} + U_0$ ).

Jak je z výpočtu zřejmé, napětí potřebné k sepnutí a k rozepnutí spínače nejsou stejná. Z praktických důvodů lze samozřejmě vždy upravit tak, aby byla stejná. Větší napětí pro sepnutí není na závadu, na závadu není ani větší záporné napětí k rozepnutí. Polarita zdroje se samozřejmě mění; pro sepnutí musí být kladný pól na svorce 1, pro rozepnutí na svorce 2.

Nyní zbývá ještě určit kapacitu oddělovacích kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ . Jejich odpor (pro střídavý proud) musí být zanedbatelný proti zatěžovacímu odporu  $R_z$ .

$$X_c < \frac{R_z}{100} = > \frac{1}{2\pi f C} < \frac{R_z}{100},$$

$$C > \frac{100}{2\pi f R_z},$$

$$C_1 = C_2.$$

Protože v radioamatérské praxi se asi nevyskytne případ, kdy je třeba spínat velká střídavá napětí nebo proudy, lze ve spínači použít prakticky libovolné křemíkové, popř. i germaniové diody.

Na závěr shrneme výpočet spínacího obvodu s diodami do základních kroků.

#### Výpočet diodového spínače

1. Určíme spínaný proud

$$I_{st} = \frac{U_{st}}{R_z} \quad [\text{mA}; \text{V}, \text{k}\Omega]$$

2. Stanovíme stejnosměrný proud z řídicího zdroje

$$I_s \geq 1,5 I_{st}.$$

3. Stanovíme celkový odpor řídicího obvodu

$$R = R_1 + R_2 \geq 40R_1, R_1 = R_2.$$

4. Vypočítáme záporné napětí řídicího zdroje (pro spínání)

$$U_s = I_s R \quad [\text{V}; \text{mA}, \text{k}\Omega]$$

Máme-li k dispozici jiné napětí, vypočítáme

$$R' = \frac{U_s}{I_s} \quad [\text{k}\Omega; \text{V}, \text{mA}].$$

Je-li  $R' > R$ , je to v pořádku, je-li  $R' < R$ , vypočítáme indukčnost doplňujících tlumičů

$$\frac{L}{2} = \frac{R - R'}{4\pi f} \quad [\text{mH}; \Omega, \text{kHz}].$$

5. Stanovíme kladné napětí, potřebné k rozpojení spínače

$$U_s > 1,4U_{st}.$$

6. Vypočítáme kapacitu oddělovacích kondenzátorů

$$C_1 = C_2 > \frac{100}{2\pi f R_z} \quad [\mu\text{F}; \text{kHz}, \text{k}\Omega].$$

### Příklad výpočtu

Chceme přepínat dva zdroje nízkofrekvenčního signálu na vstup emitorového sledovače. Zdroji signálu jsou obvody s tranzistory, zapojené jako emitorové sledovače. Jde o hudební nf signál v kmitočtovém rozsahu 30 Hz až 20 kHz, maximální střídavé napětí na emitorech tranzistorů (vstupy spínačů) je 2 V.

Ze schématu vidíme (obr. 22), že vnitřní odpor zdroje je prakticky shodný s velikostí emitorového odporu, tj. 680 Ω. Zatěžovací odpor (vzhledem k tomu, že jde o emitorový sledovač, jehož vstupní odpor je poměrně velký) odhadneme na  $R_z = 25 \text{ k}\Omega$ .

1. Vypočítáme spínaný střídavý proud

$$I_{st} = \frac{U_{st}}{R_z} = \frac{2}{25} = 0,08 \text{ mA.}$$

2. Stanovíme  $I_s$

$$I_s \geq 1,5 I_{st} = 1,5 \cdot 0,08 = 0,12 \text{ mA,}$$

zvolíme  $I_s = 0,15 \text{ mA.}$

3. Určíme

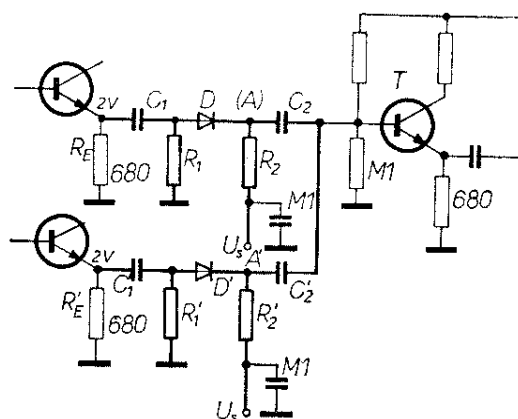
$$R = R_1 + R_2 \geq 40 R_1 = 40 \cdot 680 =$$

$$= 27\,200 \Omega = 27,2 \text{ k}\Omega,$$

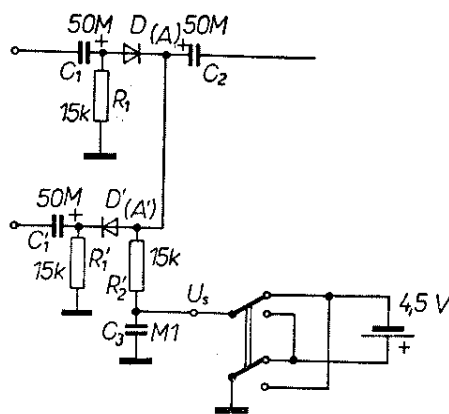
zvolíme  $R = 30 \text{ k}\Omega$  a z toho  $R_1 =$   
 $= R_2 = 15 \text{ k}\Omega.$

4. Dále vypočítáme záporné napětí, potřebné k sepnutí

$$U_s = I_s R = 0,15 \cdot 30 = 4,5 \text{ V.}$$



Obr. 22. Praktický návrh diodového spínače (přepínače)



Obr. 23. Navržený diodový přepínač

5. Stanovíme potřebné kladné napětí k rozepnutí

$$U_s \geq 1,4 U_{st} = 1,4 \cdot 2 = 2,8 \text{ V,}$$

zvolíme  $U_s = 4,5 \text{ V}$  proto, aby obě řídicí napětí byla stejně velká a abychom mohli pouze měnit polaritu napětí jediného zdroje.

6. Stanovíme kapacitu oddělovacích kondenzátorů

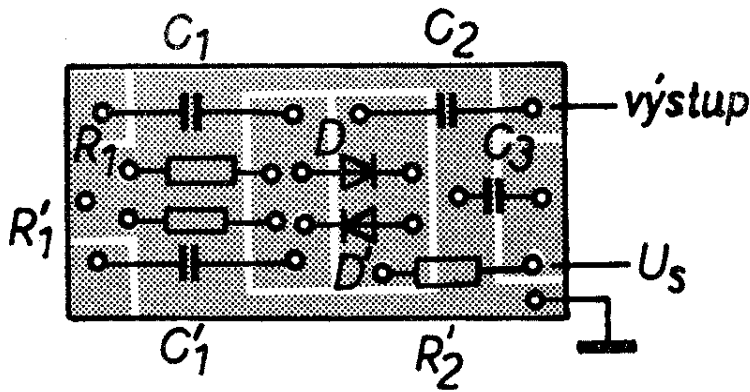
$$C_1 = C_2 > \frac{100}{2\pi f R_z} =$$

$$= \frac{100}{6,28 \cdot 0,03 \cdot 25} = \frac{100}{4,71} \doteq 20 \mu\text{F,}$$

s ohledem na tolerance běžných elektrolytických kondenzátorů zvolíme  $C_1 = C_2 = 50 \mu\text{F}.$

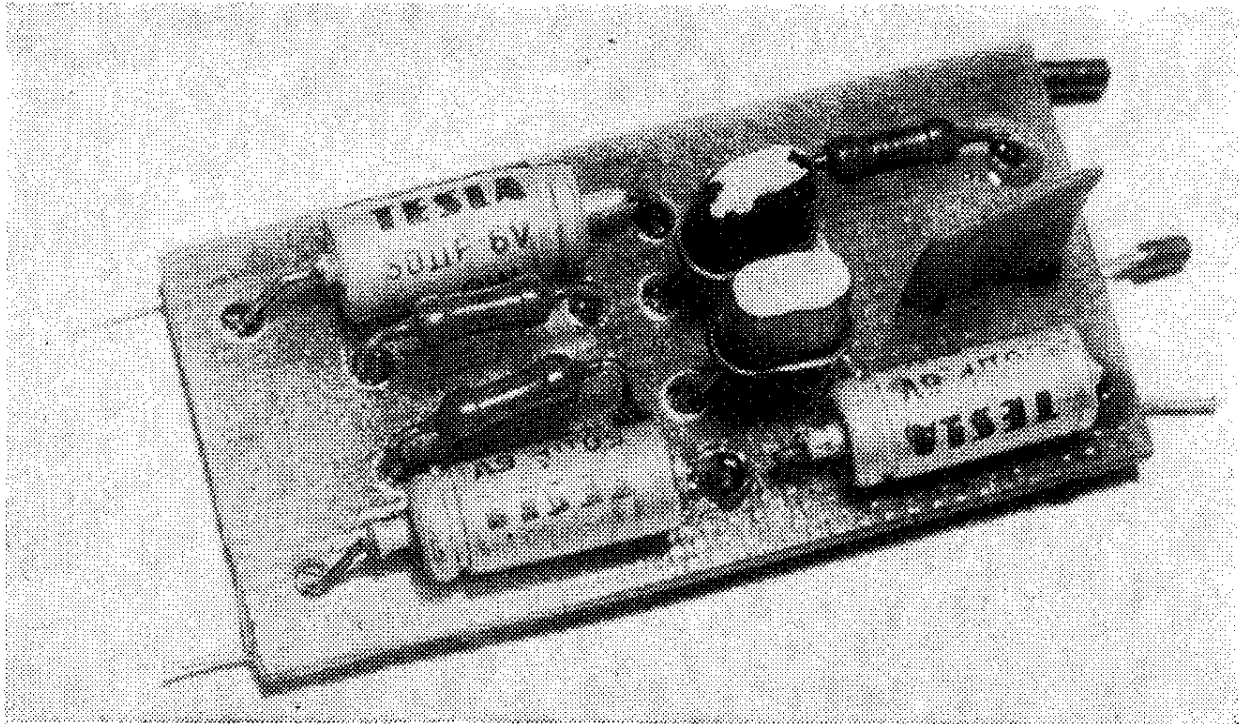
Ke spínání použijme křemíkovou diodu KA501. Protože má být vždy připojen jenom jeden zdroj signálu, bude vždy jeden spínač sepnut a jeden rozepnut. Dosáhneme toho snadno tak, že budeme ovládat oba spínače současně, ale v jednom z nich obrátíme polaritu diody. Dalšího zjednodušení dosáhneme spojením bodů A a A' (viz obr. 23). Můžeme potom vypustit odpor  $R_2$  a kondenzátor  $C_2$ . Na funkci spínačů se tím nic nezmění. Kondenzátor  $C_3$  zabraňuje pronikání nf signálu do zdroje řídicího napětí.

Jednoduchá destička s plošnými spoji a rozmístění součástek pro tento jednoduchý přepínač je na obr. 24. Vzorek přepínače byl proměřen tak, že vstup byl napájen z nf generátoru o vnitřním



odporu  $600 \Omega$ , výstup byl zatížen odporem  $25 \text{ k}\Omega$ . Naměřené údaje pro různá vstupní napětí jsou v tab. 3.

Obr. 24. Rozložení součástek na destičce s plošnými spoji navrženého diodového přepínače (G55)



Tab. 3. Naměřené údaje na přepínači s diodami

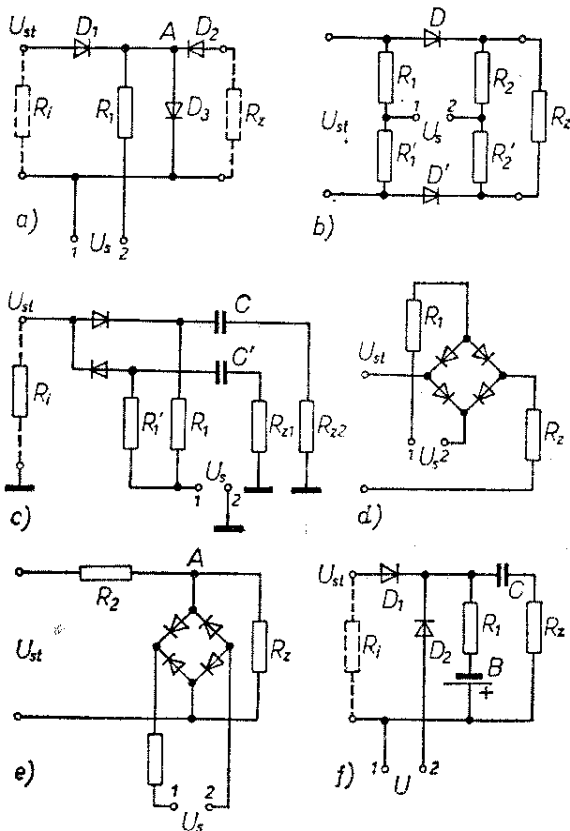
| Vstupní napětí                          | 0,5 V |       |        | 1 V   |       |        | 2 V   |       |        |
|---|-------|-------|--------|-------|-------|--------|-------|-------|--------|
|   | 30 Hz | 1 kHz | 10 kHz | 30 Hz | 1 kHz | 10 kHz | 30 Hz | 1 kHz | 10 kHz |
| Výstupní napětí v sepnutém stavu [mV]   | 0,475 | 0,475 | 0,475  | 0,9   | 0,9   | 0,9    | 1,3   | 1,3   | 1,3    |
| Útlum v sepnutém stavu [dB]             | 0,5   | 0,5   | 0,5    | 1     | 1     | 1      | 4     | 4     | 4      |
| Výstupní napětí v rozepnutém stavu [mV] | <0,5  | <0,5  | 2,5    | <0,5  | <0,5  | 2,5    | <0,5  | <0,5  | 2,7    |
| Útlum v rozepnutém stavu [dB]           | >60   | >60   | 47     | >60   | >60   | 47     | >60   | >60   | 46     |

## Další zapojení diodových spínačů

Ze základního zapojení lze odvodit mnoho dalších složitějších zapojení. Některá z nich jsou na obr. 25. Na obr. 25a je spínač se třemi diodami. Je-li na svorce 2 záporný pól zdroje  $U_s$ , jsou diody  $D_1$  i  $D_2$  polarizovány v propustném směru a napětí  $U_{st}$  jimi prochází k zátěži  $R_z$ . Dioda  $D_3$  je polarizována v závěrném směru a neuplatní se. Přivedeme-li na svorku 2 kladný pól řídicího napětí, je zátěž  $R_z$  oddělena od zdroje signálu  $U_{st}$  dvěma nepropustně polarizovanými diodami  $D_1$  a  $D_2$ ; kdyby pronikl nějaký signál do bodu A, je tam zkratován diodou  $D_3$ , která je polarizována v propustném směru.

Na obr. 25b je dvojpólový spínač, vzniklý jednoduchým zdvojením základního zapojení.

Na obr. 25c je jiná verze diodového přepínače podle obr. 22 (příklad výpočtu); na rozdíl od přepínače na obr. 22 má jeden vstup a dva výstupy. Stejnoseměrné obvody řídicího napětí se uzavírají přes vnitřní odpor zdroje  $R_1$ .



Obr. 25. Různá zapojení diodových spínačů

Na obr. 25d je zapojení můstkového spínače. Jeho výhodou je, že stejnosměrné řídicí napětí „nezasahuje“ do spínaného obvodu. Nevýhodou je, že zdroj řídicího napětí  $U_s$  není ani jedním pólem spojen se zemí. Je-li na svorce 1 kladný pól  $U_s$ , jsou všechny čtyři diody polarizovány v propustném směru a vytvářejí tak dokonalé spojení mezi zdrojem  $U_{st}$  a zátěží  $R_z$ . Zdroj  $U_{st}$  není přitom zatěžován žádnou přidavnou impedancí. Je-li zdroj  $U_s$  pólován obráceně, jsou naopak všechny čtyři diody polarizovány v závěrném směru a zátěž  $R_z$  je od zdroje odpojena. Na obr. 25e je podobný spínač, spínací obvod je však zařazen paralelně k zátěži. Jsou-li diody polarizovány v propustném směru, je zatěžovací odpor prakticky zkratován. Aby nebyl zkratován i zdroj střídavého napětí, je v obvodu odpor  $R_2$ . Jsou-li diody polarizovány v závěrném směru, jejich vliv se neuplatní a napětí  $U_{st}$  prochází přes odpor  $R_2$  k zátěži  $R_z$ .

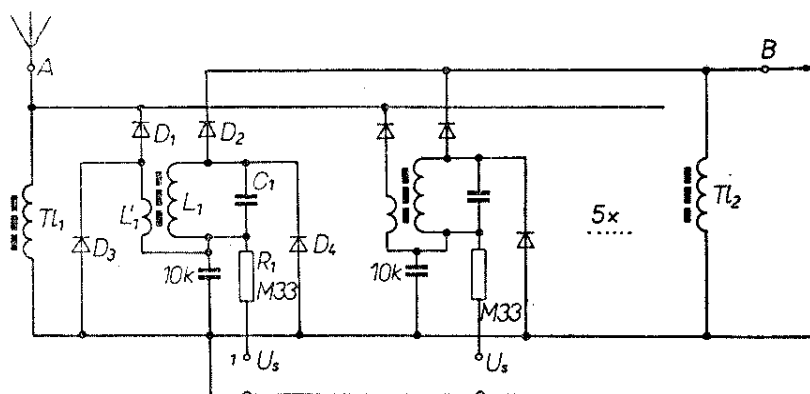
Spínač na obr. 25f využívá pomocného zdroje B, který udržuje diodu  $D_1$  ve vodivém stavu, není-li na svorku 2 připojeno žádné napětí. Stejnoseměrný obvod se uzavírá ze záporného pólu baterie B přes odpor  $R_1$ , diodu  $D_1$  a vnitřní odpor  $R_1'$  zdroje  $U_{st}$  zpět na kladný pól baterie B. Připojíme-li ke svorce 2 kladný pól řídicího napětí  $U_s$ , je dioda  $D_1$  polarizována v závěrném směru a proud z baterie B protéká přes odpor  $R_1$ , diodu  $D_2$  a zdroj  $U_s$ .

### Přepínač vlnových rozsahů s diodami

Výhodou diodových spínačů a přepínačů ve vysokofrekvenčních i v nízkofrekvenčních obvodech je to, že vlastní mechanický přepínač (spínač) může být libovolně vzdálen od přepínaných obvodů a přívody k němu nemusí být stíněné, protože přepíná (spíná) pouze řídicí stejnosměrné napětí. Přepínač stačí obvykle jednopólový, protože všechny obvody, které mají být sepnuty najednou, jsou ovládány jediným řízeným napětím po jediném vodiči od přepínače.

Praktické zapojení přepínače vstupních laděných obvodů v přijímači je na obr. 26. Obvod může být použit jako vstupní část přijímače s elektronikou

Obr. 26. Diodové  
přepínání vlnových  
rozsahů



nebo tranzistorem typu FET na vstupu (vstup s velkým odporem). Lze jím přepínat např. vstupní obvody přijímačů pro amatérská pásma nebo pro krátkovlnné rozhlasové rozsahy apod.

Je-li na svorce  $I$  kladný pól řídicího napětí  $U_s$  (obr. 26), dostane se toto napětí jednak přes odpor  $R_1$  a cívku  $L'_1$  na anodu diody  $D_1$ , ta je tím polarizována v propustném směru a připojí anténní vinutí  $L'_1$  k anténní svorce  $A$  (stejnsměrný obvod se uzavře přes tlumivku  $Tl_1$ ), jednak se kladné napětí dostane přes odpor  $R_1$  a vinutí  $L_1$  na anodu diody  $D_2$ , která je tím rovněž polarizována v propustném směru a připojí laděný obvod  $L_1C_1$  na vstup přijímače ( $B$ ). Stejnsměrný obvod se uzavře přes tlumivku  $Tl_2$ . Obě tlumivky mohou být nahrazeny i odpory 0,5 až 1 M $\Omega$  (spínaná napětí a proudy jsou velmi malé). Je-li na svorce  $I$  záporný pól řídicího napětí  $U_s$ , jsou diody  $D_1$  a  $D_2$  polarizovány v závěrném směru, takže odpojí anténní vinutí  $L'_1$  od antény a ladící obvod  $L_1C_1$  od vstupu přijímače, a navíc jsou nyní polarizovány v propustném směru diody  $D_3$  a  $D_4$ , které obě vinutí zkratují. K přepínání lze použít např. tlačítkový přepínač, kde každé tlačítko může mít jen jeden přepínací kontakt (v rozepnutém stavu připojuje na svorku  $U_s$  záporné napětí, v sepnutém stavu kladné napětí).

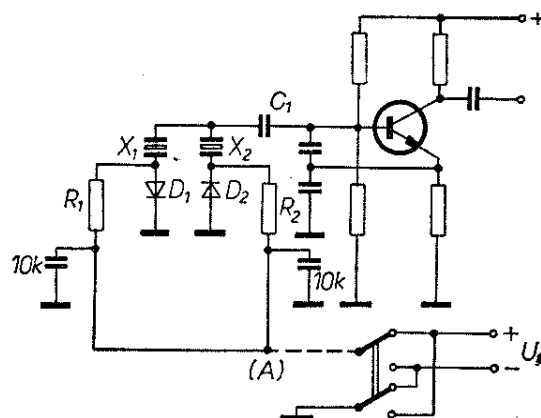
#### Přepínání krystalů v oscilátoru

Podobně jako v předchozím případě lze využít diodových spínačů k přepínání krystalů v oscilátoru (kalibrátoru). Jedno z možných zapojení je na obr. 27.

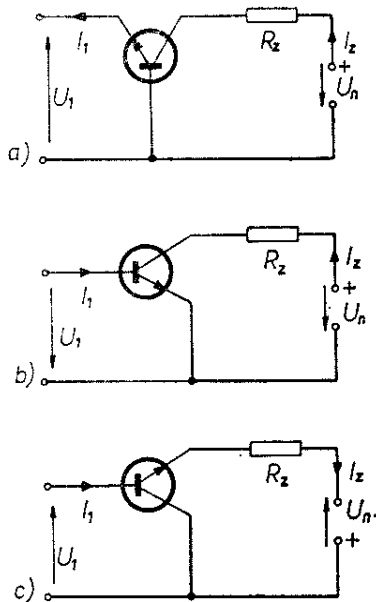
Oscilátor je v zapojení s kapacitním děličem a krystaly jsou připojovány přes oddělovací kondenzátor  $C_1$  paralelně k tomuto děliči. Je-li v bodě  $A$  kladné napětí vzhledem k zemi, uzavírá se stejnosměrný obvod přes odpor  $R_1$  a diodu  $D_1$ , která tak připojuje k oscilátoru krystal  $X_1$ . Dioda  $D_2$  je kladným napětím polarizována v závěrném směru a krystal  $X_2$  zůstává odpojen. Je-li napětí v bodě  $A$  záporné, je situace opačná. Dioda  $D_2$  připojí k oscilátoru krystal  $X_2$  a dioda  $D_1$  odpojí krystal  $X_1$ . Polaritu řídicího napětí v bodě  $A$  lze přepínat dvojpólovým páčkovým přepínačem, řídicí napětí lze odebrat z jediného zdroje (viz obr. 27).

### Tranzistor jako spínač

Stejně jako např. v zesilovacích stupních můžeme tranzistor i jako spínač zapojit třemi různými způsoby (obr. 28).



Obr. 27. Diodové přepínání krystalů v oscilátoru



Obr. 28. Základní zapojení tranzistorů

Na obr. 28a je zapojení se společnou bází. Proudové zesílení v tomto zapojení je menší než 1, vstupním obvodem musí proto protékat proud ( $I_1$ ) větší, než je spínaný proud do zátěže ( $I_z$ ). Výstupní odpor tranzistoru je velký a při konstantním proudu  $I_1$  je proud  $I_z$  téměř nezávislý na velikosti zatěžovacího odporu  $R_z$ .

Na obr. 28b je tranzistorový spínač v zapojení se společným emitorem, které se používá nejčastěji. Proudové i napěťové zesílení je velké a k uvedení tranzistoru do vodivého stavu stačí malý vstupní proud  $I_1$  (popř. napětí  $U_1$ ). Použitelný pracovní rozsah ve statických charakteristikách je menší, než u zapojení se společnou bází.

Zapojení se společným kolektorem (obr. 28c) se používá – stejně jako v zesilovačích – zejména tam, kde potřebujeme velký vstupní a malý výstupní odpor. Napěťové zesílení je menší než jedna a k sepnutí tranzistoru je proto třeba větší vstupní napětí  $U_1$ , než je napětí napájecího zdroje  $U_n$ .

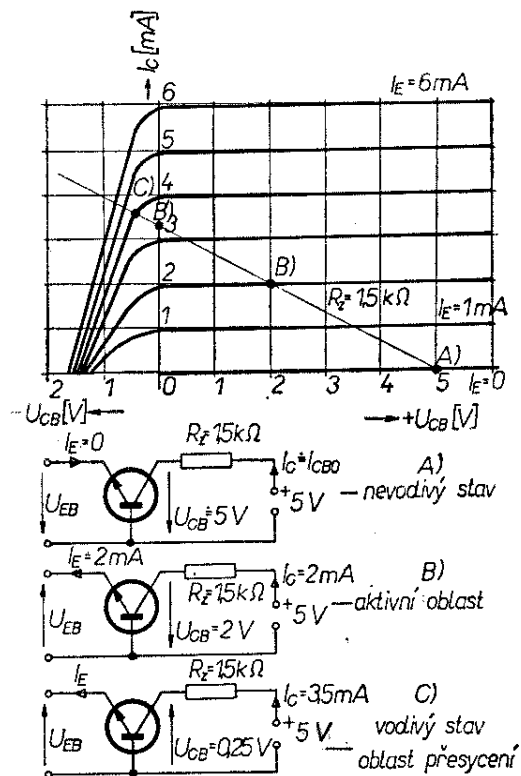
Ve spínací technice se také často používá zapojení, kde jsou zaměněny funkce kolektoru a emitoru (inverzní zapojení); protože jeho vlastnosti jsou z hlediska spínání velmi výhodné, bude mu věnována zvláštní kapitola.

Abychom mohli zjistit, jak dalece se

vlastnosti tranzistoru blíží vlastnostem ideálního spínače, musíme se podrobněji seznámit se statickými charakteristikami tranzistoru a s jeho vlastnostmi v sepnutém a rozepnutém stavu. Budeme přitom předpokládat základní znalosti o fyzikální podstatě tranzistoru a o sestrojování jeho základních charakteristik, popř. o jejich významu. Kdo tyto znalosti nemá, může si je buď doplnit z literatury nebo může tuto kapitolu klidně vynechat a věnovat se až kapitole, věnované praktickým návrhům obvodů.

### Pracovní oblasti tranzistoru

Tranzistor ve spínacím obvodu nahrazuje buď kontakt sepnutý (je ve vodivém stavu a protéká jím maximální požadovaný proud), nebo rozepnutý (kdy nevede a nemá jím protékat žádný proud). Protože se jeho pracovní bod pohybuje mezi oběma mezními stavy, nestačí znát jeho vlastnosti jen v okolí jednoho určitého pracovního bodu; pro pochopení funkce je třeba znát jeho celé charakteristiky.



Obr. 29. Tranzistor v zapojení se společnou bází jako spínač

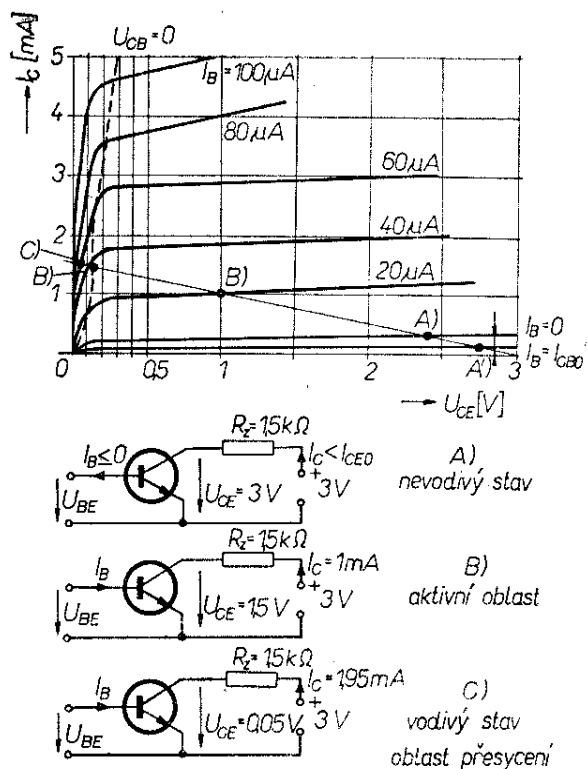
Na obr. 29 jsou výstupní charakteristiky tranzistoru v zapojení se společnou bází. Proudové zesílení tranzistoru v tomto zapojení se blíží jedné a proud kolektoru (vynášený na svislé ose) je proto prakticky stejný, jako proud emitoru (vynášený jako parametr). Zvolený zatěžovací odpor (zde konkrétně 1,5 kΩ) představuje přímka  $R_z$ , protínající charakteristiky. Po ní se pohybuje pracovní bod tranzistoru. V bodu A neprotéká vstupním obvodem žádný proud ( $I_E = 0$ ). Emitor i kolektor mají předpětí v závěrném směru. Obvodem emitoru i kolektoru protékají pouze nepatrné zbytkové proudy a tranzistor se chová jako rozepnutý spínač. Tato oblast – nevodivý stav, rozepnutý spínač, uzavřený tranzistor – je ohraničena charakteristikou pro  $I_E = 0$ .

Od bodu A až k bodu B' prochází zatěžovací přímka tzv. aktivní oblastí. V této oblasti tranzistor zesiluje a chová se tak, jak to známe z běžných zapojení. Emitor má předpětí v propustném směru, kolektor v závěrném směru. Pracovní bod tranzistoru určíme jako průsečík zatěžovací přímky s charakteristikou pro příslušný vstupní proud emitoru  $I_E$ . Např. pro proud  $I_E = 2$  mA je pracovní bod v bodě B, kolektorový proud  $I_C \doteq I_E = 2$  mA a napětí mezi kolektorem a bází  $U_{CB} = 2$  V. Tato oblast je ohraničena bodem, v němž  $U_{CB} = 0$ .

Za bodem B' je tranzistor ve vodivém stavu v tzv. oblasti nasycení. Emitor i kolektor mají předpětí v propustném směru a proud kolektoru se již zvětšuje velmi nepatrně. V této oblasti je tranzistor analogií sepnutého kontaktu. Říkáme, že tranzistor je sepnut, otevřen, ve vodivém stavu.

Vlastnosti tranzistoru v zapojení se společnou bází se velmi blíží vlastnostem ideálního spínače.

Na obr. 30 jsou statické charakteristiky tranzistoru v zapojení se společným emitorem. Na první pohled je patrné, že pracovní rozsah tranzistoru jako spínače je menší, než v předchozím případě. Nevodivý stav je ohraničen charakteristikou pro  $I_B = 0$ . Přitom protéká kolektorem zbytkový proud  $I_{CE0}$ . Podle předchozího rozdělení by



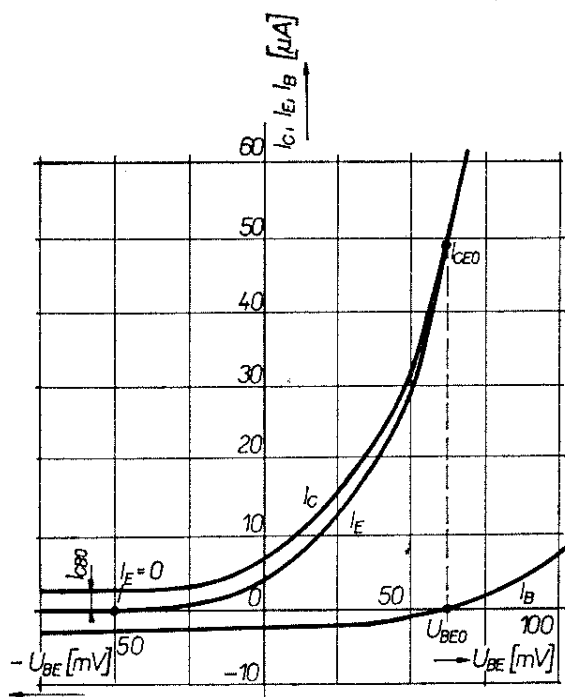
Obr. 30. Tranzistor v zapojení se společným emitorem jako spínač

však byla hranicí až charakteristika pro  $I_B = -I_{CB0}$ , protože tehdy protéká kolektorový proud  $I_{CB0}$ . Pásmo mezi těmito dvěma charakteristikami lze považovat za přechodnou oblast mezi nevodivým stavem a aktivní oblastí.

Mezi bodem A a bodem B' se pohybuje pracovní bod po zatěžovací přímce (dané opět zatěžovacím odporem 1,5 kΩ) v aktivní oblasti. Bod B je příkladem pracovního bodu v aktivní oblasti. Přechod mezi aktivní oblastí a vodivým stavem je podle předchozího rozdělení ohraničen čárkovanou čarou, odpovídající podmínce  $U_{CB} = 0$ . Je patrné, že hranice mezi aktivní oblastí a vodivým stavem rovněž není ostrá. Na rozdíl od zapojení se společnou bází se při zapojení se společným emitorem nikdy nedosáhne ideálního stavu, tj. napětí  $U_{CE}$  nikdy není rovno nule.

#### Nevodivý stav tranzistoru

Z rozboru charakteristik vyplynulo, že v zapojení se společnou bází prochází kolektorovým – tj. spínaným – obvodem v nevodivém stavu pouze



Obr. 31. Voltampérová charakteristika tranzistoru v oblasti počátku souřadnic

zbytkový proud  $I_{CB0}$ . Tento proud je u germaniových tranzistorů několik  $\mu\text{A}$ , u křemíkových tranzistorů je asi o dva řády menší. Zbytkový proud se zvětšuje s teplotou, avšak i za nepříznivého stavu není obvykle tak velký, aby mohl ovlivnit činnost spínaného obvodu. Při závěrném předpětí vstupního obvodu se zbytkový proud zmenší jen velmi nepatrně, takže ho můžeme považovat za nejmenší dosažitelný proud v nevodivém stavu. Výhodou tohoto jevu je velké přípustné napětí kolektor-báze  $U_{CB}$ .

Poněkud méně příznivá je situace v zapojení se společným emitorem při vstupním proudu  $I_B = 0$ . Spínaným obvodem protéká v tom případě zbytkový proud kolektor-emitor  $I_{CE0}$ . Tento proud je podstatně větší než  $I_{CB0}$  – je s ním vázán vztahem

$$I_{CE0} = (1 + \beta)I_{CB0}.$$

Je zřejmé, že u germaniových tranzistorů s proudovým zesilovacím činitelem  $\beta \doteq 100$  může být zbytkový proud  $I_{CE0}$  až 1 mA a s teplotou se bude dále značně zvětšovat. Z toho vyplývá, že nevodivý stav, určený podmínkou  $I_B = 0$ , je pro germaniové tranzistory

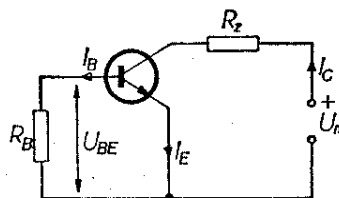
v zapojení se společným emitorem prakticky nepoužitelný. Lze ho použít u křemíkových tranzistorů, jejichž zbytkové proudy jsou nejméně o dva řády menší.

Ze vstupních charakteristik zapojení se společným emitorem (obr. 31) vyplývá, že přivedeme-li na bázi malé závěrné předpětí  $-U_{BE}$ , zmenší se emitorový proud  $I_E$  na nulu a kolektorový proud  $I_C$  na velikost  $I_{CB0}$ . Při dalším zvětšování záporného předpětí se již  $I_C$  zmenšuje zcela nepatrně. Je patrné, že tímto způsobem lze dosáhnout v zapojení se společným emitorem stejných vlastností, jako v zapojení se společnou bází při  $I_E = 0$ ; bázi musí protékat závěrný proud o velikosti alespoň  $|I_B| = |I_{CB0}|$ .

Často se používá zapojení, kdy je mezi bází a emitor připojen odpor  $R_B$  (obr. 32). Není-li odpor připojen (tj. je-li  $R_B = \infty$ ), je mezi bází a emitorem napětí  $U_{BE0}$  a kolektorovým obvodem protéká proud  $I_{CE0}$ . Připojíme-li odpor  $R_B$ , zmenší se napětí  $U_{BE}$  a tím se zmenší i proud  $I_C$  (viz charakteristika na obr. 31). V mezním případě, tj. spojíme-li vstupní obvod nakrátko ( $R_B = 0$ ), bude  $U_B = 0$  a proud kolektoru se zmenší na velikost jen o málo větší než je  $I_{CB0}$ . Se zmenšováním odporu  $R_B$  se zároveň zvětšuje i přípustné napětí  $U_{CB}$ .

#### Vlastnosti tranzistoru v aktivní oblasti

Rozborem činnosti tranzistoru v této oblasti se nebudeme příliš zabývat. Z charakteristik je zřejmé, že tranzistorem protéká určitý proud kolektoru  $I_C$  a mezi jeho emitorem a kolektorem (popř. bází a kolektorem) je jisté napětí  $U_{CE}$  (popř.  $U_{CB}$ ). Z hlediska ideálního spínače není tedy tranzistor ani v sep-



Obr. 32. Spínací obvod s odporem mezi bází a emitorem

nutém ani v rozepnutém stavu. Rozbo-rem činnosti tranzistoru v aktivní oblasti a návrhem jeho pracovního bodu se zabývají pojednání o zesilovačích a jiných obvodech, využívajících této oblasti jeho činnosti.

### Vodivý stav tranzistoru

Ve vodivém stavu prochází tranzistorem proud, jehož velikost je omezena prakticky pouze pracovními podmínkami, tj. součástkami ve vnějším obvodu – především kolektorovým zatěžovacím odporem  $R_z$  – a napájecím napětím  $U_n$ . V zapojení se společnou bází (obr. 29) se zmenší napětí mezi kolektorem a bází na nulu (popř. dosáhne malé velikosti opačné polarity). V zapojení se společným emitorem se napětí mezi kolektorem a emitorem zmenší na minimální, tzv. zbytkové, saturační napětí  $U_{CES}$ . Stanovení pracovních podmínek pro tranzistor ve vodivém stavu spočívá v určení potřebného proudu báze  $I_B$  a je závislé pouze na velikosti proudového zesilovacího činitele tranzistoru. Kolektorový proud, určený ve vodivém stavu podmínkami ve vnějším obvodu, tj. poměrem  $\frac{U_n}{R_C}$ , je vázán se vstupním proudem báze  $I_B$  vztahem

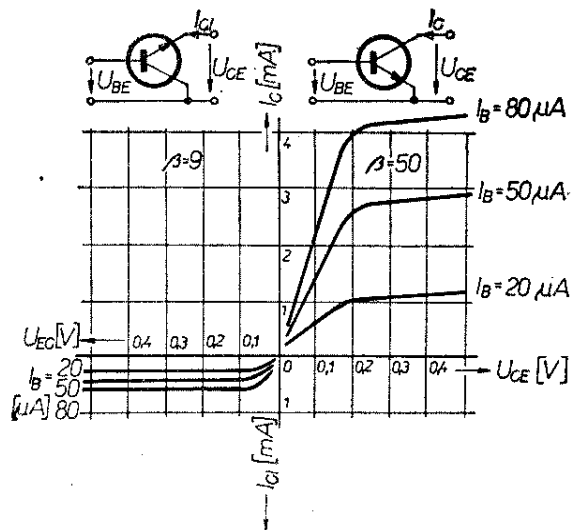
$$I_C = \beta I_B, \text{ popř. } I_C = \alpha I_E.$$

Je tedy nutné zajistit, aby vstupním obvodem tranzistoru protékal proud, odpovídající této podmínce, tj.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}, \text{ popř. } I_E = \frac{I_C}{\alpha}.$$

Při návrhu je třeba počítat s tím, že proudový zesilovací činitel tranzistoru v této části charakteristik (v okolí bodu  $U_{CB} = 0$ ) bude menší než v aktivní oblasti (pro obvykle doporučený pracovní bod). Při výpočtu volíme obvykle jeho velikost poloviční vzhledem k údajům v katalogu.

Z charakteristik tranzistoru v zapojení se společnou bází i se společným emitorem je vidět, že lze rozlišit trojí

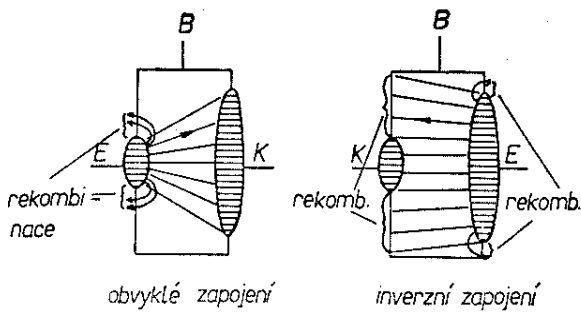


Obr. 33. Charakteristika inverzního zapojení tranzistoru

vodivý stav tranzistoru. Je to předně vodivý stav na hranici nasycení, tj. pro  $U_{CB} = 0$ . I před dosažením této hranice, tj. ještě v aktivní oblasti, je již napětí  $U_{CB}$  (popř.  $U_{CE}$ ) velmi malé a tranzistor lze prakticky považovat za sepnutý (druhý stav). Třetí a nejpoužívanější je vodivý stav v oblasti nasycení, tj. za hranicí  $U_{CB} = 0$ . Nejpoužívanější je proto, že zaručuje dosažení vodivého stavu i při větších tolerancích součástek, napájecích napětí, parametrů tranzistorů apod.

### Tranzistor v inverzním zapojení

Ve spínací technice se často používá tranzistor v zapojení, při němž je zaměněn kolektor s emitorem. Toto zapojení se nazývá inverzní a jeho vlastnosti se velmi blíží ideálnímu spínači. Tranzistor má v inverzním zapojení mnohem menší proudový zesilovací činitel – je to patrné z obr. 33, kde jsou charakteristiky tranzistoru v běžném a v inverzním zapojení. Je to dáno tím, že plocha přechodu emitoru je podstatně menší než plocha přechodu kolektoru (obr. 34). Proud procházející tranzistorem tvoří většinově nositelé nábojů, procházející difúzí od emitoru ke kolektoru. Část jich zanikne rekombinací v oblasti báze, většinou však rekombinací na povrchu blízko emitoru. Je-li v inverzním zapojení kolektorem emitor



Obr. 34. Vysvětlení funkce tranzistoru v inverzním zapojení

s podstatně menší plochou, jsou podmínky pro rekombinaci na povrchu mnohem příznivější, rekombinací zanikne značná část většinových nositelů a proudový zesilovací činitel je proto podstatně menší. Zbytková napětí v inverzním zapojení jsou obvykle o řád menší, než v zapojení klasickém.

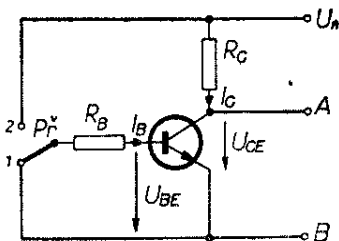
### Základní tranzistorový spínací obvod a jeho výpočet

Na obr. 35 je zapojení nejjednoduššího tranzistorového spínacího obvodu. Je-li přepínač  $Př$  v poloze 1, je báze tranzistoru uzemněna přes odpor  $R_B$  a tranzistor je v nevodivém stavu. Kolektorovým obvodem protéká proud  $I_C < I_{CE0}$ ; čím menší je odpor  $R_B$ , tím menší je také proud  $I_C$ . Mezi kolektorem a emitorem (tj. mezi body A a B) je napětí

$$U_{CE} = U_n - R_C I_C.$$

Je-li použit křemíkový tranzistor, jehož  $I_{CE0}$  je zanedbatelně malý, lze úbytek napětí na kolektorovém odporu  $R_C I_C$  zanedbat a platí v nevodivém stavu

$$U_{CE} \doteq U_n$$



Obr. 35. Základní zapojení tranzistorového spínače

U germaniového tranzistoru lze použít toto zapojení pouze při menších odporech  $R_B$  (aby zbytkový proud byl co nejmenší), nebo při větších kolektorových proudech (aby byl malý  $R_C$  a tím i úbytek, způsobený na něm v uzavřeném stavu zbytkovým proudem  $I_C$ ).

Přepneme-li přepínač do polohy 2, připojí se báze přes odpor  $R_B$  ke zdroji  $U_n$ . Bázi začne protékat proud  $I_B$ , jehož velikost závisí na velikosti napájecího napětí  $U_n$  a na odporu  $R_B$ . Platí

$$I_B = \frac{U_n - U_{BE}}{R_B}.$$

Ve většině případů lze napětí  $U_{BE}$  proti napájecímu napětí  $U_n$  zanedbat a lze psát

$$I_B \doteq \frac{U_n}{R_B}.$$

Je-li tento proud dostatečně velký, uvede se tranzistor do vodivého stavu a kolektorovým obvodem bude protékat proud, určený napájecím napětím a kolektorovým odporem

$$I_C \doteq \frac{U_n}{R_C}.$$

Protože kolektorový proud a proud báze jsou spolu vázány proudovým zesilovacím činitelem  $\beta$ , musí pro uvedení tranzistoru do vodivého stavu platit

$$I_B \geq \frac{U_n}{\beta R_C}.$$

Výpočet obvodu je jednoduchý. S ohledem na tolerance součástek a napájecího napětí musíme volit vždy nejnepříznivější případ. Obvykle máme zadáno napájecí napětí  $U_n$  a kolektorový proud  $I_C$  (nebo kolektorový odpor  $R_C$ ). Vypočítáme tedy

$$R_C = \frac{U_n}{I_C}, \text{ popř. } I_C = \frac{U_n}{R_C},$$

přičemž zanedbáváme saturační napětí  $U_{CE}$ , které má ve vodivém stavu v oblasti nasycení minimální velikost.

Odpor  $R_B$  vypočítáme z podmínky pro uvedení tranzistoru do vodivého stavu

$$I_B \geq \frac{U_n}{\beta R_C}$$

a ze vztahu pro proud báze

$$I_B = \frac{U_n}{R_B}$$

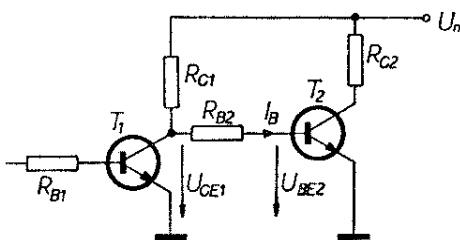
Platí

$$R_B \leq \beta R_C$$

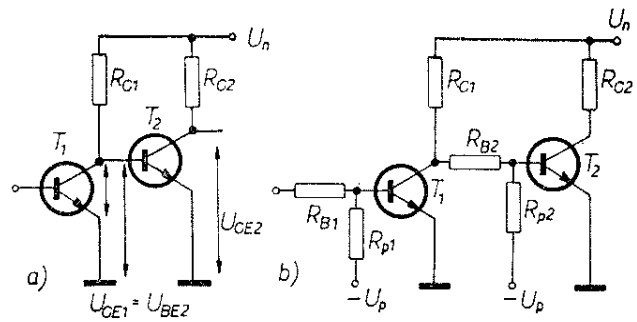
Zvolíme takový nejblíže menší vyráběný odpor, aby skutečný odpor v celém tolerančním rozsahu byl vždy menší než je odpor vypočítaný.

Jako mechanický přepínač  $Př$  v obr. 35 pracuje obvykle (v praxi) opět tranzistorový spínač (obr. 36). Při použití křemíkových tranzistorů nevznikají při sdružování těchto obvodů žádné větší nesnáze. Jinak je tomu u germaniových tranzistorů. Je-li tranzistor  $T_1$  v nevodivém stavu, je báze  $T_2$  připojena přes odpory  $R_{B2}$  a  $R_{C1}$  k napájecímu napětí  $U_n$ . Bázi protéká proud  $I_B$  a tranzistor  $T_2$  je ve vodivém stavu. Přejde-li tranzistor  $T_1$  do vodivého stavu (např. připojením volného konce odporu  $R_{B1}$  k napájecímu napětí  $U_n$ ), měl by se  $T_2$  uzavřít. Jeho báze je však připojena přes odpor  $R_{B2}$  k saturačnímu napětí  $U_{CE1}$  prvního tranzistoru, takže zbytekový proud tranzistoru  $T_2$  je větší než  $I_{CEO}$ . Tento proud se s teplotou ještě výrazně zvětšuje. Nevodivý stav tranzistoru  $T_2$  tedy není dobře zajištěn.

Nevodivý stav obvodu lze zlepšit buď tzv. přímou vazbou (obr. 37a), nebo pomocným závěrným napětím (obr. 37b). U obvodu s přímou vazbou se zlepšení dosáhne přímým připojením báze tranzistoru ke kolektoru předcházejícího tranzistoru. Je-li  $T_1$  ve vodivém stavu, je na bázi  $T_2$  velmi malé napětí  $U_{BE2} = U_{CE1}$  (dalo by se říci „vnucené“ tranzistorem  $T_1$ ) a kolektorový proud



Obr. 36. Řazení spínacích stupňů



Obr. 37. Použití závěrného předpětí ve spínacích stupních

$T_2$  se blíží  $I_{CB0}$ . Na obr. 37b je dosaženo optimálního nevodivého stavu závěrným předpětím  $U_p$ , které je voleno tak, aby přes odpor  $R_p$  protékal do báze tranzistoru závěrný proud  $I_B \geq I_{CB0}$ .

Pro přehlednost shrneme výpočet základního spínacího obvodu s tranzistory do několika kroků.

#### Výpočet jednoduchého tranzistorového spínače

1. Ze zadaného minimálního napájecího napětí  $U_n$  a kolektorového proudu  $I_C$  (popř. odporu  $R_C$ ) vypočítáme

$$R_C = \frac{U_n}{I_C}, \text{ popř. } I_C = \frac{U_n}{R_C}$$

[kΩ; V, mA], [mA; V, kΩ].

2. Zvolíme  $\beta = 0,5h_{21e}$  a určíme potřebný budicí proud báze  $I_B$

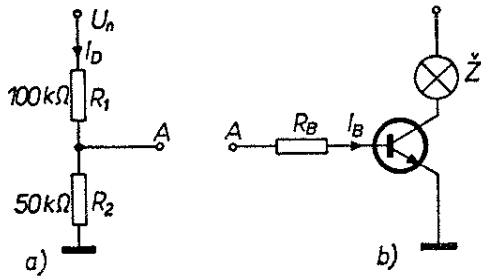
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad [\text{mA}; \text{mA}, -].$$

3. Vypočítáme odpor

$$R'_B = \frac{U_{vst}}{I_B} \quad [\text{k}\Omega; \text{V}, \text{mA}],$$

kde  $U_{vst}$  je minimální napětí, na které je připojena přes odpor  $R_B$  báze tranzistoru ve vodivém stavu.

4. Zvolíme takový odpor  $R_B$  z vyráběné řady, aby byl i při spodní krajní mezi jeho tolerančního pole (tj. např. +20 %) odpor menší, než je vypočítaný odpor  $R'_B$ .



Obr. 38. Praktický návrh tranzistorového spínače

### Příklad výpočtu

Žárovkou 3,5 V/0,2 A máme signalizovat přítomnost napětí v bodě A odporového děliče, složeného z velkých odporů (50 kΩ, 100 kΩ, viz obr. 38a). Napájecí napětí, které je k dispozici, je  $U_n = 12$  V (toto napětí se také přivádí na dělič). Signalizační obvod nesmí znatelně ovlivnit funkci děliče.

Aby nebyla funkce děliče narušena, musí být proud odebíraný z bodu A nejméně desetkrát menší, než je proud protékající děličem. Vypočítáme proto nejdříve proud, protékající děličem:

$$I_D = \frac{U_n}{R_1 + R_2} = \frac{12}{100 + 50} = 0,08 \text{ mA.}$$

Kdybychom použili jednoduchý obvod podle obr. 38b, mohl by být proud báze  $I_B$  nejvýše jednou desetinou proudu  $I_D$ , tj.

$$I_B = 0,1 \cdot 0,08 = 8 \mu\text{A.}$$

Potřebujeme spínat proud protékající žárovkou, tj. 200 mA. Ze vztahu mezi  $I_B$  a  $I_C$  vyplývá, že potřebný proudový zesilovací činitel tranzistoru musí být

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{200}{0,008} = 25\,000.$$

Je samozřejmé, že tranzistor s takovým proudovým zesilovacím činitelem neexistuje a musíme proto použít několik spínacích stupňů za sebou. Můžeme počítat s průměrným zesilovacím činitelem  $\beta = 50$  u jednoho tranzistoru. Radíme-li kaskádně zesilovací stupně s tranzistory se stejným činitelem  $\beta$  a je-li těchto stupňů  $n$ , je výsledný proudový zesilovací činitel  $\beta^n$ . Kdybychom

tedy chtěli použít dva stupně, musel by každý tranzistor mít

$$\beta = \sqrt{25\,000} \doteq 158.$$

I když bychom našli křemíkové tranzistory s velkým zesilovacím činitelem, uchýlíme se raději k průměru a zvolíme tři kaskádně zapojené spínací obvody (obr. 39).

Výpočet začneme od posledního stupně. Odpor použité žárovky je

$$R_Z = \frac{U_Z}{I_Z} = \frac{3,5}{0,2} = 17,5 \Omega.$$

Kdybychom zapojili do kolektorového obvodu tranzistoru  $T_3$  pouze tuto žárovku, tekl by ve vodivém stavu v oblasti nasycení kolektorovým obvodem (a tedy žárovkou) proud

$$I_{C3} = \frac{U_n}{R_Z} = \frac{12}{17,5} = 0,685 \text{ A}$$

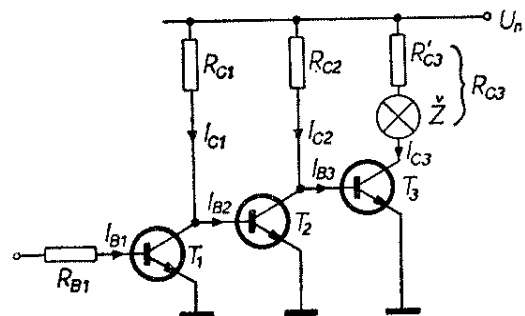
a žárovka by shořela. Musíme tedy kolektorový obvod doplnit dalším odporem tak, aby tranzistorem ve vodivém stavu protékal proud 0,2 A. Potřebný kolektorový odpor je

$$R_{C3} = \frac{U_n}{I_{C3}} = \frac{12}{0,2} = 60 \Omega$$

a doplňující odpor  $R'_{C3}$ , zapojený do série se žárovkou, musí mít odpor

$$R'_{C3} = R_{C3} - R_Z = 60 - 17,5 = 42,5 \Omega$$

Zvolíme nejblíže větší odpor z vyráběné řady, tj. 47 Ω s tím, že žárovka bude nepatrně podžhavena. Kolektorový proud tranzistoru  $T_3$  tedy bude



Obr. 39. Praktický návrh tranzistorového spínače

$$I_{C3} = \frac{U_n}{R_Z + R'_{C3}} = \frac{12}{17,5 + 47} \doteq 186 \text{ mA}.$$

Předpokládáme-li proudový zesilovací činitel  $\beta = 50$ , je k uvedení do vodivého stavu třeba proud báze

$$I_{B3} = \frac{I_{C3}}{\beta} = \frac{186}{50} \doteq 3,7 \text{ mA}.$$

Tento proud poteče bází tehdy, bude-li předchozí tranzistor  $T_2$  v nevodivém stavu (povede-li, bude báze  $T_3$  připojena na zem). Je-li  $T_2$  v nevodivém stavu, je odpor mezi jeho kolektorem a emitorem velmi velký a proto pro výpočet tranzistor nemusíme uvažovat; proud báze  $I_{B3}$  poteče ze zdroje  $U_n$  přes odpor  $R_{C2}$ . Z toho vyplývá výpočet odporu  $R_{C2}$

$$R_{C2} = \frac{U_n}{I_{B3}} = \frac{12}{3,7} \doteq 3,25 \text{ k}\Omega.$$

Abychom mohli použít běžné odpory s tolerancí  $\pm 20\%$ , zvolíme z vyráběné řady

$$R_{C2} = 2,7 \text{ k}\Omega.$$

V nejnepříznivějším případě - tj. při toleranci  $+20\%$  - bude mít odpor s označením  $2,7 \text{ k}\Omega$  odpor  $3,24 \text{ k}\Omega$ . To vyhovuje podmínce, že i tento mezní odpor musí být menší, než je vypočítaný, aby byl zajištěn vodivý stav v nasycené oblasti.

Ve vodivém stavu tranzistoru  $T_2$  určuje  $R_{C2}$  jeho kolektorový proud

$$I_{C2} = \frac{U_n}{R_{C2}} = \frac{12}{2,7} \doteq 4,45 \text{ mA}.$$

Tento proud musí být zajištěn dostatečným proudem báze  $I_{B2}$ . Předpokládáme-li opět  $\beta = 50$ , platí

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{4,45}{50} = 0,089 \text{ mA} = 89 \mu\text{A}.$$

Tento proud musí téci při uzavřeném tranzistoru  $T_1$  ze zdroje  $U_n$  přes odpor  $R_{C1}$  do báze  $T_2$ . Pro velikost  $R_{C1}$  tedy vyplývá

$$R_{C1} = \frac{U_n}{I_{B2}} = \frac{12}{0,089} \doteq 135 \text{ k}\Omega.$$

Opět s ohledem na toleranční pole volíme odpor

$$R_{C1} = 100 \text{ k}\Omega$$

a zkontrolujeme, zda v případě tolerance  $+20\%$  vyhovuje:

$$100 \text{ k}\Omega + 20 \text{ k}\Omega = 120 \text{ k}\Omega < 135 \text{ k}\Omega.$$

Ve vodivém stavu tranzistoru  $T_1$  určuje  $R_{C1}$  velikost jeho kolektorového proudu

$$I_{C1} = \frac{U_n}{R_{C1}} = \frac{12}{100} = 0,12 \text{ mA}.$$

Proud báze, potřebný pro vodivý stav  $T_1$ , je tedy

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{0,12}{50} = 2,4 \mu\text{A}.$$

Tento proud bude odebíráán z bodu  $A$  děliče. Protože příčný proud děliče  $I_D = 80 \mu\text{A}$  (viz výpočet) je odebíraný proud báze více než třicetkrát menší a neovlivní proto funkci děliče.

Zbývá ještě vypočítat odpor  $R_{B1}$ . K tomu musíme zjistit velikost napětí v bodě  $A$ :

$$U_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_n = \frac{50}{150} 12 \doteq 4 \text{ V}.$$

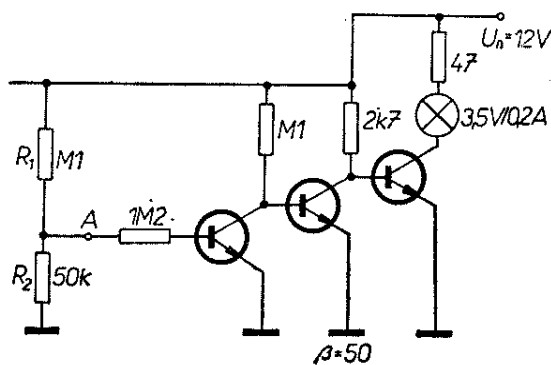
Pro velikost odporu  $R_{B1}$  potom platí

$$R_{B1} = \frac{U_A}{I_{B1}} = \frac{4}{2,4 \mu\text{A}} = 1,66 \text{ M}\Omega.$$

S ohledem na tolerance volíme zase nejbližší menší vyráběný odpor

$$R_{B1} = 1,2 \text{ M}\Omega.$$

Tím je návrh ukončen; schéma s hodnotami součástek je na obr. 40. Tran-



Obr. 40. Navržený tranzistorový spínač

zistory musíme volit s ohledem na předpokládaný zesilovací činitel  $\beta = 50$ , musí být křemíkové a tranzistor  $T_3$  musí být dimenzován na poměrně velký kolektorový proud 200 mA. Odporů postačí miniaturní s výjimkou  $R'_{C3}$  – jeho zatížení  $P$  vypočítáme ze vztahu

$$P = R'_{C3} I^2_{C3} = 47 \cdot 0,2^2 = 1,88 \text{ W}$$

Použijeme tedy odpor na zatížení nejméně 2 W.

### Spínání indukční zátěže

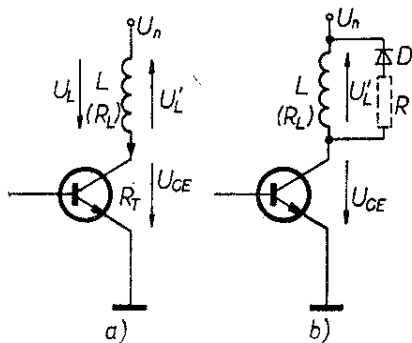
Zatím jsme vždy uvažovali, že v kolektoru spínacího tranzistoru je zapojen činný odpor. Je však častým případem, že spínanou zátěží je např. relé, motor, elektromagnetická spojka apod., tzn. zátěž indukčního charakteru (obr. 41). Protože cívka (indukčnost) je prvek, schopný hromadit elektrickou energii, poměry v obvodu se budou poněkud lišit od poměrů při čistě odporové (činné) zátěži. Nabíjení i vybíjení obvodu při přepnutí z nevodivého stavu do vodivého nebo naopak probíhá totiž podle exponenciální křivky. Při sepnutí tranzistoru lze určit kolektorový proud ze vztahu

$$i_C = \frac{U_n}{R_L} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right),$$

kde časová konstanta

$$\tau_1 = \frac{L}{R_L + R_T}$$

( $L$  je indukčnost cívky,  $R_L$ , je činný odpor cívky a  $R_T$  je vnitřní odpor tranzistoru v sepnutém stavu.)



Obr. 41. Spínání indukční zátěže

Vliv indukčnosti cívky se při přechodu do vodivého stavu projeví pomalejším zvětšováním kolektorového proudu, což obvykle není na závadu.

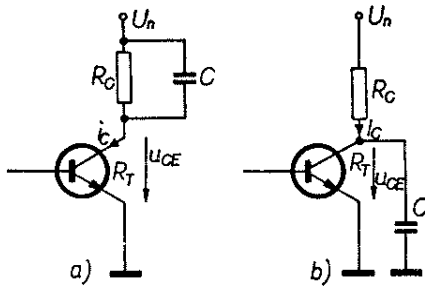
Při uzavření tranzistoru platí pro průběh kolektorového proudu vztah

$$i_C = \frac{U_n}{R_L} e^{-\frac{t}{\tau_2}},$$

kde časová konstanta  $\tau_2$  je dána stejným vztahem, jako  $\tau_1$ ;  $R_T$  je ovšem nyní odpor tranzistoru v nevodivém stavu! Protože tento odpor je poměrně velký, je časová konstanta  $\tau_2$  malá a kolektorový proud se zmenší velmi rychle k nule. Současně se však indukuje rychlým zánikem kolektorového proudu v cívce napětí  $U'_L$ , které je obvykle větší, než napájecí napětí  $U_n$  a většinou i větší, než přípustné napětí  $U_{CE}$  tranzistoru. Aby nedošlo ke zničení tranzistoru, je nutné toto napětí omezit na bezpečnou velikost. Nejčastěji se to dělá diodou, připojenou paralelně k cívce (obr. 41b). Dioda se při vodivém stavu tranzistoru neuplatní, protože je polarizována v závěrném směru. Jakmile přestane téci kolektorový proud a v cívce se indukuje napětí  $U'_L$ , znamená dioda pro toto napětí téměř zkrat a omezí indukované napětí na velikost napájecího napětí  $U_n$  (zmenší-li se  $U'_L$  pod velikost  $U_n$ , přestane být dioda polarizována v propustném směru a již se neuplatní). Zapojením diody paralelně k cívce se poněkud zpomalí zánik kolektorového proudu, protože po dobu, kdy dioda vede, se neuplatní  $R_L$  (zkratem se zmenší na minimum). Protože je  $R_L$  ve jmenovateli vztahu pro  $i_C$  i pro  $\tau_2$ , zvětší se časová konstanta obvodu i okamžitá velikost kolektorového proudu a tím i doba, potřebná k zániku kolektorového proudu. Byl-li by tento jev na závadu, zařadí se do série s diodou  $D$  odpor  $R$  (na obr. 41b vyznačen čárkovane).

### Spínání kapacitní zátěže

Aby byl výčet možností úplný, musíme uvážit i spínání kapacitní zátěže (obr. 42). Při přechodu tranzistoru do vodivého stavu bude jím protékat kolektorový proud



Obr. 42. Spínání kapacitní zátěže

$$i_C = \frac{U_n}{R_C} = \frac{U_n}{R_T} e^{-\frac{t}{\tau_1}},$$

kde časová konstanta  $\tau_2 = R_T C$  ( $R_T$  je vnitřní odpor tranzistoru v sepnutém stavu). Protože vnitřní odpor tranzistoru ve vodivém stavu je velmi malý, bude malá i časová konstanta  $\tau_1$  a proudový náraz bude velmi krátký. Přesto je nutné zkontrolovat, zda jím nemůže být poškozen tranzistor a popř. jej omezit malým odporem v přívodu napájecího napětí.

Při uzavření tranzistoru kolektorový proud zanikne a kondenzátor  $C$  se začne vybíjet přes odpor  $R_C$ . Napětí na kolektoru se bude tedy zvětšovat pomalu podle vztahu

$$u_C = U_n \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right),$$

kde  $\tau_2$  je časová konstanta obvodu ( $\tau_2 = R_C C$ ).

Častěji používané zapojení kapacitní zátěže je na obr. 42 b. V nevodivém stavu je kondenzátor  $C$  nabit přibližně na napětí velikosti  $U_n$ . Po přechodu do sepnutého stavu se vybíjí přes vnitřní odpor sepnutého tranzistoru  $R_T$  s časovou konstantou

$$\tau_1 = R_T C.$$

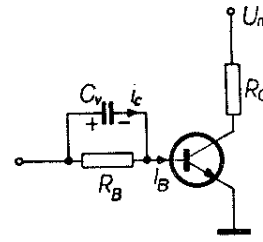
Napětí na kolektoru se proto zmenšuje podle vztahu

$$u_{CE} = U_n e^{-\frac{t}{\tau_1}}.$$

Po přechodu do nevodivého stavu se kondenzátor  $C$  nabíjí přes odpor  $R_C$  a napětí na kolektoru se zvětšuje podle vztahu

$$u_{CE} = U_n \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right),$$

kde časová konstanta  $\tau_2 = R_C C$ .



Obr. 43. Urychlení přechodu z nevodivého do vodivého stavu

Zrychlení přechodu tranzistoru z nevodivého do vodivého stavu

Aby se urychlilo sepnutí tranzistoru, přemostuje se někdy u spínacích obvodů s odporovou vazbou odpor  $R_B$  kondenzátorem  $C_V$  (obr. 43). V okamžiku sepnutí proteče kondenzátorem (a tím i bází) nabíjecí proud kondenzátoru, který je několikrát větší, než později ustálený proud báze  $I_B$ . Urychlí se tím přechod tranzistoru do vodivého stavu, protože většímu proudu báze odpovídá i větší proud kolektoru. Časová konstanta obvodu  $R_B C_V$  však nesmí být delší, než je přepínací kmitočet při periodickém spínání. Při přechodu do nevodivého stavu se kondenzátor  $C_V$  vybíjí nejen přes odpor  $R_B$ , ale i přes bázi tranzistoru. Protože vybíjecí proud protéká bázi v závěrném směru, urychlí se i uzavření tranzistoru, tj. přechod z vodivého do nevodivého stavu.

### Požadavky na tranzistory pro spínací obvody

Požadavky na tranzistory pro spínací obvody nejsou – pokud jde o pomalé spínání – zvláštní. Lze používat prakticky libovolný tranzistor, zajistíme-li správným návrhem jeho dokonalý vodivý, popř. nevodivý stav.

Vhodnější pro spínací obvody jsou tranzistory křemíkové. Mají zbytkové proudy přibližně o dva řády menší než tranzistory germaniové a tyto proudy nejsou příliš závislé na teplotě. Nevodivý stav není obvykle nutné zajišťovat přidáním předpětím – obvody s křemíkovými tranzistory jsou proto jednodušší. Hlavní důvod, proč veškerá dřívější literatura byla věnována návrhům spí-

nacích obvodů s germaniovými tranzistory, byla jejich dostupnost a podstatně nižší cena. Nyní se situace změnila, křemíkové tranzistory jsou dostupné a levné a lze je proto pro konstrukci spínacích obvodů jednoznačně doporučit.

Z parametrů tranzistoru potřebujeme znát maximální přípustná napětí mezi jednotlivými elektrodami, povolenou kolektorovou ztrátu, proudový zesilovací činitel na hranici nasycení, maximální povolený kolektorový proud, popř. velikost zbytkového proudu a jeho závislost na teplotě.

#### *Maximální přípustná napětí mezi jednotlivými elektrodami*

Aby nedošlo k průrazu jednotlivých přechodů tranzistoru, jsou výrobcem stanovena největší přípustná napětí mezi kolektorem a bází, kolektorem a emitorem a bází a emitorem.

Největší z nich je napětí mezi kolektorem a bází ( $U_{CB}$ ). U běžných tranzistorů se pohybuje mezi 30 až 60 V; u speciálních spínacích tranzistorů však mohou být až stovky voltů. O něco menší bývá přípustné napětí mezi kolektorem a emitorem, tj. vlastně spínané napětí. Je závislé na odporu mezi bází a emitorem – s jeho zmenšováním roste a při  $R_B = 0$ , tj. je-li báze připojena k emitoru, je maximální a rovná se přípustnému napětí mezi bází a kolektorem. Napětí báze-emitor nesmí být obvykle větší než několik voltů. Všechna tato napětí jsou udávána v katalogu a pro navrhovaný spínací obvod musíme vybrat takový tranzistor, aby všechna skutečná napětí v obvodu byla menší než jsou napětí, uvedená v katalogu.

#### *Kolektorová ztráta*

Kolektorová ztráta, tj. výkon, který se v tranzistoru promění v teplo, je obvykle mnohem menší, než výkon spínaný. V nevodivém stavu je mezi kolektorem a emitorem tranzistoru napětí téměř rovné napětí zdroje, tj.  $U_n$ , a protéká jím minimální proud  $I_{CE0}$ , popř. i  $I_{CB0}$ . Výkon, proměňovaný

v tranzistoru v teplo, je tedy v nevodivém stavu

$$P_{C1} = U_n I_{CE0} \quad [W; V, A].$$

Ve vodivém stavu protéká sice tranzistorem velký proud  $I_C$ , mezi kolektorem a emitorem tranzistoru je však minimální saturační napětí  $U_{CES}$ ; ztrátový výkon je tedy rovněž malý a rovná se

$$P_{C2} = U_{CES} I_C \quad [W; V, A].$$

Střední výkon, rozptýlený na kolektoru, tedy kolektorová ztráta, je tedy úměrný trvání vodivého a nevodivého stavu:

$$P_{stř} = \frac{U_n I_{CE0} t_1 + U_{CES} I_C t_2}{t_1 + t_2},$$

kde  $t_1$  je doba trvání nevodivého a  $t_2$  vodivého stavu. Při přepínání (přechodu) z jednoho stavu do druhého se ztrátový výkon zvětšuje, protože přechod po zatěžovací přímce není nekonečně rychlý. Budeme-li přechod považovat přibližně za lineární, lze odvodit (viz obr. 1), že ztrátový výkon po dobu přechodu je

$$P_{C3} = \frac{U_n}{2} \frac{I_C}{2} = \frac{U_n I_C}{4}.$$

Je-li doba přechodu z jednoho stavu do druhého  $t_3$ , platí tedy pro střední ztrátový výkon na kolektoru tranzistoru

$$P_{stř} = \frac{U_n I_{CE0} t_1 + U_{CES} I_C t_2 + U_n I_C t_3}{t_1 + t_2 + t_3}.$$

#### *Proudový zesilovací činitel*

Proudový zesilovací činitel není u spínacích obvodů natolik kvalitativním ukazatelem tranzistoru jako u zesilovacích stupňů. Až na výjimečné případy obvykle nezáleží na tom, musíme-li k otevření tranzistoru použít větší nebo menší proud báze. K výpočtu však velikost proudového zesilovacího činitele znát musíme, a to na hranici nasycení. Můžeme ji snadno u každého tranzistoru změřit tak, že nejdříve vypočítáme kolektorový proud v oblasti nasycení jako podíl napájecího



napětí  $U_n$  a kolektorového odporu  $R_C$ , potom připojíme napájecí napětí, měříme kolektorový proud a proud báze (bázi připojíme přes odporový trimr rovněž k  $U_n$ ) a zvětšujeme proud báze tak dlouho, dokud kolektorový proud nedosáhne vypočítané velikosti. Potom vypočítáme proudový zesilovací činitel  $\beta$  jako podíl kolektorového proudu a proudu báze v tomto pracovním bodě. Navrhujeme-li spínací obvod a nemáme ještě k dispozici tranzistory, které budou v zapojení použity, vycházíme z jejich katalogových údajů. Protože proudový zesilovací činitel na hranici nasycení se v katalogích obvykle neudává, volíme ho zpravidla jako polovinu zesilovacího činitele, udávaného pro doporučený pracovní bod v aktivní oblasti.

#### Maximální povolený kolektorový proud

Tento údaj bývá udáván ve všech katalogích a není k němu třeba vysvětlení. V zájmu spolehlivé funkce spínače nevyužíváme pokud možno maximálních mezních údajů, udávaných v katalogu.

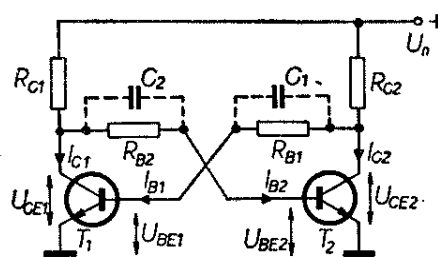
#### Zbytkový proud

U křemíkových tranzistorů je zbytkový proud velmi malý a není třeba jej uvažovat. U germaniových tranzistorů potřebujeme znát jeho velikost, abychom mohli potlačit jeho nežádoucí účinky vhodně voleným předpětím. Zbytkový proud zjistíme z katalogu nebo ho jednoduchým způsobem změříme, nejlépe přímo v daném zapojení.

## Spínací obvody s tranzistory

### Bistabilní klopný obvod

Bistabilní klopný obvod je základním spínacím obvodem s tranzistorem (z něho jsou potom odvozeny další obvody – monostabilní a astabilní). Je to obvod, složený ze dvou tranzistorů, které mohou být v jednom ze dvou stabilních stavů (proto název bistabilní klopný obvod) – buď je sepnut první tranzistor a rozepnut druhý, nebo je rozepnut první tranzistor a sepnut druhý. Žádný



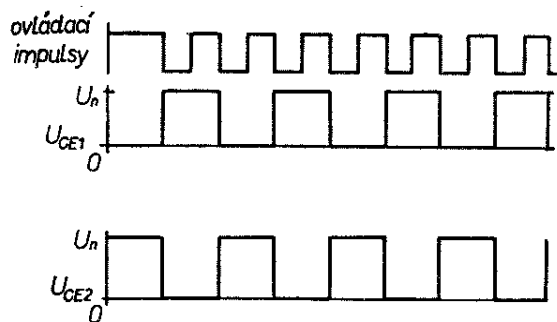
Obr. 44. Základní zapojení bistabilního klopného obvodu

jiný stav nemůže nastat. Protože je přechod z jednoho stavu do druhého velmi rychlý, je průběh napětí na kolektorech tranzistorů téměř pravoúhlý.

Základní schéma bistabilního klopného obvodu s křemíkovými tranzistorem je na obr. 44. Záměrně je zdůrazněno s křemíkovými tranzistorem, protože jenom při jejich použití může být schéma obvodu takto zjednodušeno.

Při připojení napájecího napětí  $U_n$  se některý z tranzistorů vlivem náhodných okolností uvede do vodivého stavu, sepne. Předpokládejme, že je to tranzistor  $T_1$ . Protéká jím proud  $I_{C1}$  a na kolektoru je napětí  $U_{CE1} \doteq 0$ . Protože báze tranzistoru  $T_2$  je na kolektor  $T_1$  připojena přes odpor  $R_{B2}$ , je na ní rovněž nulové napětí, neteče proud báze  $I_{B2}$  a tranzistor  $T_2$  je uzavřen. Proud  $I_{C2}$  je prakticky nulový (zanedbáme-li zbytkový proud, který právě u křemíkových tranzistorů opravdu zanedbatelný je) a na kolektoru tranzistoru  $T_2$  je napětí  $U_{CE2} \doteq U_n$ . Na toto napětí je přes odpor  $R_{B1}$  připojena báze tranzistoru  $T_1$ , protéká jí tudíž proud  $I_{B1}$  a tranzistor  $T_1$  je trvale udržován ve vodivém (sepnutém) stavu. Stav obvodu je tedy stabilní a obvod v něm bez vnějšího zásahu setrvá libovolnou dobu.

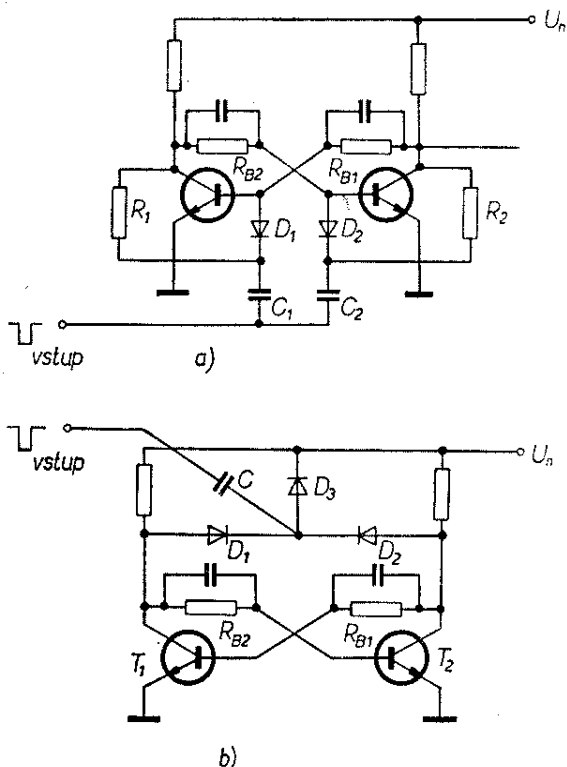
Nyní přivedeme např. na bázi tranzistoru  $T_1$  krátký záporný impuls. Přestane téci proud báze  $I_{B1}$ , tranzistor se uzavře, jeho kolektorové napětí  $U_{CE1}$  se zvětší na  $U_{CE1} \doteq U_n$ . Začne protékat proud báze tranzistoru  $T_2$ , protože ta je připojena přes odpor  $R_{B2}$  na  $U_{CE1}$ . Tranzistor  $T_2$  se otevře, napětí na jeho kolektoru se zmenší na nulu. Stav se nezmění ani po skončení zá-



Obr. 45. Průběh napětí v bistabilním klop-  
ném obvodu

porného impulsu, protože báze tranzistoru  $T_1$  je nyní přes odpor  $R_{B1}$  připojena k nulovému napětí a tranzistor  $T_1$  proto zůstane v nevodivém (rozepnutém) stavu. Nastal druhý stabilní stav obvodu.

Změnu stavu obvodu můžeme vyvolat nejen záporným impulsem, přivedeným na bázi tranzistoru, který vede, ale i např. kladným impulsem, přivedeným na bázi tranzistoru, který je uzavřen, nebo impulsy, přivedenými na kolektory tranzistorů – kladnými na



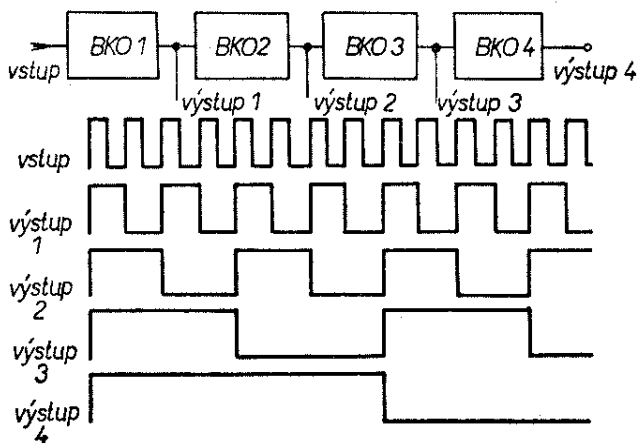
Obr. 46. Způsoby ovládání bistabilního klop-  
ného obvodu z jednoho vstupu

sepnutý, nebo zápornými na rozepnutý tranzistor. Střídají-li ovládací impulsy polaritu, lze je přivádět do jediného místa – např. na bázi  $T_1$  – a obvod bude při každém příchozím impulsu měnit svůj stav.

Nejčastěji používáme bistabilní klop-  
ný obvod jako čítač. Z předchozího výkladu a z obr. 45 je zřejmé, že na kolektorech tranzistorů se při pravidelných změnách stavu vytvářejí obdélníkovité impulsy s polovičním kmitočtem, než je kmitočet ovládacích impulsů. Obvod tedy pracuje jako binární dělič. Pro toto použití obvodu však musíme zajistit, aby ovládací impulsy mohly mít stále stejnou polaritu a přesto aby stále měnily stav klop-  
ného obvodu. Je tedy nutné, aby ovládací impulsy byly přiváděny střídavě na bázi  $T_1$  a na bázi  $T_2$ . Dosáhneme toho diodovými spínači. Dvě možná zapojení jsou na obr. 46. Je-li  $T_1$  sepnut, je na jeho kolektoru nulové napětí a na jeho bázi je napětí  $U_{EB}$ . Tato dvě napětí polarizují diodu  $D_1$  v propustném směru, dioda vede. Na kolektoru  $T_2$  je kladné napětí  $U_{CE2} \doteq U_n$ , jeho báze je přes odpor  $R_{B2}$  připojena na  $U_{CE1} \doteq 0$ . Dioda  $D_2$  je tedy polarizována v závěrném směru a nevede. Když nyní přijde na vstup záporný impuls, projde (přes oddělovací kondenzátor) diodou  $D_1$  a uzavře tranzistor  $T_1$ . Způsobí tím změnu stavu obvodu (viz předchozí výklad). Diodou  $D_2$  neprojde. Změnou stavu klop-  
ného obvodu se „situace obrátí“, nyní je dioda  $D_2$  polarizována v propustném a  $D_1$  v závěrném směru. Další záporný impuls tedy projde diodou  $D_2$  a uzavře do té doby otevřený tranzistor  $T_2$ . Tak pokračuje překlápění bistabilního klop-  
ného obvodu při každém dalším ovládacím záporném impulsu, který je přiveden na vstup.

Obvod na obr. 46b pracuje obdobně. Je-li tranzistor  $T_1$  otevřen, projde záporný impuls ze vstupu diodou  $D_2$  na kolektor  $T_2$  a obvod překlápí. Je-li otevřen  $T_2$ , projde další záporný impuls diodou  $D_1$  na kolektor  $T_1$  a obvod znovu překlápí.

Bistabilní klop-  
né obvody ve funkci čítačů tvoří základní jednotku počítačů.

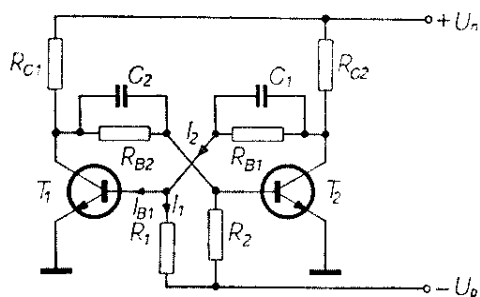


Obr. 47. Řazení čítačů a průběh impulsů na jejich výstupech

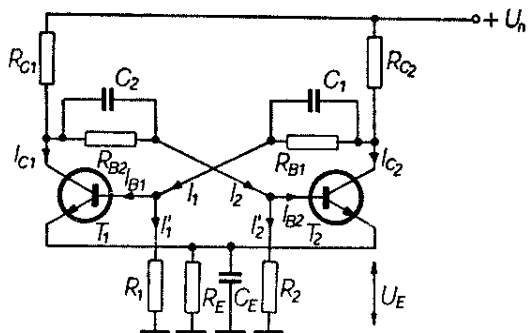
Lze je řadit do libovolně dlouhých řad a dělit kmitočty vstupních impulsů libovolnými násobky dvou (při jednoduchém řazení). Blokové schéma děliče 16 a průběh impulsů na jednotlivých klopných obvodech je na obr. 47.

### Bistabilní klopný obvod s předpětím

V literatuře najdete obvykle jako základní schéma bistabilního klopného obvodu zapojení podle obr. 48 nebo 49.



Obr. 48. Bistabilní klopný obvod s předpětím

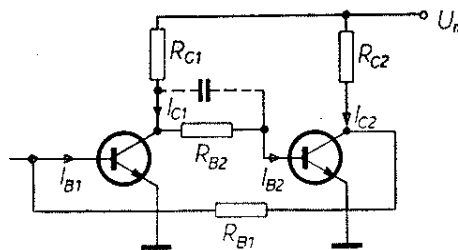


Obr. 49. Bistabilní klopný obvod s automatickým předpětím

Jde o zapojení s germaniovými tranzistory. Přestože křemíkové tranzistory „vládnou“ a jsou i cenově přístupné, je funkce obvodu většinou vykládána na tomto zapojení. Zapojení na obr. 48 a 49 se liší od zapojení na obr. 46 tím, že tranzistory jsou v nevodivém stavu uzavírány záporným předpětím mezi bází a emitorem. V prvním případě se toto předpětí získává ze zvláštního zdroje  $-U_p$ , v druhém případě se vytváří samočinně na emitorovém odporu  $R_E$ . Předpětí je k dokonalému uzavření tranzistoru nutné jednak proto, že germaniovým tranzistorem protéká i při nulovém napětí mezi bází a emitorem jistý, v mnoha případech nezanedbatelný zbytkový proud  $I_{CE0}$ , a jednak je napětí mezi bází a emitorem, potřebné k otevření germaniového tranzistoru menší, než u tranzistoru křemíkového (asi 0,2 až 0,3 V). Protože báze každého z tranzistorů v nevodivém stavu není propojena přímo na zem, ale na kolektor otevřeného tranzistoru, který nemá přesně nulové napětí (ve skutečnosti je saturační napětí  $U_{CE}$  0,2 až 0,8 V), mohlo by i toto malé napětí již otevřít tranzistor.

### Výpočet bistabilního klopného obvodu

Bistabilní klopný obvod se v podstatě skládá ze dvou zesilovacích stupňů v zapojení se společným emitorem, které jsou vzájemně propojeny tak, že je zavedena silná kladná zpětná vazba (obr. 50). Aby obvod mohl mít jenom dva stabilní stavy (v oblasti nasycení jednoho nebo druhého tranzistoru), musí být nestabilní, jsou-li pracovní body tranzistorů v aktivní oblasti. Podmínka nestability v aktivní



Obr. 50. Analogie BKO se zesilovačem se zpětnou vazbou

oblasti je splněna, je-li celkové zesílení obvodu  $A \geq 1$ . Uvažují-li se všechny dynamické veličiny a závislosti, je podrobný rozbor velmi složitý. Při značném zjednodušení platí

$$I_{C1} = \beta I_{B1}$$

$$I_{B2} = I_{C1} \frac{R_{C1}}{R_{C1} + R_{B2}} =$$

$$= \beta I_{B1} \frac{R_{C1}}{R_{C1} + R_{B2}},$$

Celkové zesílení obvodu bude

$$A = \frac{I_{B2}}{I_{B1}} = \beta \frac{R_C}{R_C + R_B} \geq 1.$$

Lze dokázat, že tato podmínka je vždy splněna, vychází-li se při návrhu obvodu ze základních podmínek pro zajištění otevřeného a uzavřeného stavu. Přivede-li se na vstup obvodu spouštěcí impuls s dostatečnou amplitudou a délkou trvání při splnění výše uvedených podmínek, překloupí se obvod do druhého stabilního stavu. Probíhající pochod má lavinovitý charakter a skončí, zmenší-li se zesílení jednoho z tranzistorů (jehož pracovní bod vstoupil do oblasti nasycení).

Z uvedeného vyplývá, že výpočet bistabilního klopného obvodu je velmi jednoduchý. Bistabilní obvody se obvykle navrhují jako souměrné, tzn. že  $R_{C1} = R_{C2}$ ,  $R_{B1} = R_{B2}$ ,  $C_1 = C_2$  (popř.  $R_1 = R_2$ ). Při výpočtu obvodu podle obr. 47 vycházíme z použitého napájecího napětí  $U_n$  a ze zvoleného kolektorového odporu (zátěž)  $R_C = R_{C1} = R_{C2}$ , nebo ze zvoleného kolektorového proudu  $I_C = I_{C1} = I_{C2}$ . Dále musíme znát proudový zesilovací činitel  $h_{21e}$  použitého tranzistoru. Vypočítáme

$$I_C = \frac{U_n - U_{CE}}{R_C},$$

popř.  $R_C = \frac{U_n - U_{CE}}{I_C}.$

Protože zadaný proudový zesilovací činitel  $h_{21e}$  platí pro aktivní oblast, volíme  $\beta = 0,5h_{21e}$  a vypočítáme proud báze, potřebný k uvedení tranzistoru

do nasyceného stavu:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}.$$

Velikost odporu  $R_B$  vypočítáme ze vztahu

$$I_B \doteq \frac{U_n}{R_C + R_B}.$$

Za předpokladu, že  $R_C \ll R_B$  můžeme  $R_C$  zanedbat a vypočítat

$$R_B \doteq \frac{U_n}{I_B}.$$

Tím je prakticky výpočet bistabilního klopného obvodu ukončen. Můžeme použít libovolné křemíkové tranzistory, vyhovuje-li jejich povolené napětí  $U_{CE}$ , proud  $I_C$  a zesilovací činitel  $h_{21e}$ . Výjimečně lze použít i germaniové tranzistory, např. spínací typy GS501 až 504.

Zbývá ještě určit kapacitu kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ . Tyto kondenzátory nejsou pro funkci obvodu nutné, zrychlují však přechod z jednoho stabilního stavu do druhého. Při změně napětí na kolektoru jednoho tranzistoru z nuly na maximum ( $U_n$ ) proteče v prvním okamžiku kondenzátorem  $C_1$  (popř.  $C_2$ ) a tím i bázi dosud uzavřeného tranzistoru velký nabíjecí proud kondenzátoru. Tím se tento tranzistor rychleji otevře; v pozdější fázi se kondenzátor neuplatní, protože obvodem teče konstantní stejnosměrný proud. Kapacita těchto kondenzátorů je na druhé straně omezena tím, že časová konstanta vazebního obvodu  $R_{B1}C_1 = R_{B2}C_2 < t_{\min}$ , kde  $t_{\min}$  je minimální délka impulsu.

*Výpočet bistabilního obvodu s předpětím*

Chceme-li v zapojení bistabilního klopného obvodu použít běžné germaniové tranzistory, použijeme zapojení s předpětím (obr. 48). Vycházíme ze stejných údajů jako v předcházejícím výpočtu. Navíc volíme podle možností velikost záporného předpětí  $-U_p$ .



*Výpočet bistabilního klopného obvodu s křemíkovými tranzistory*

1. Ze zadaných údajů vypočítáme

$$I_C = \frac{U_n - U_{CE}}{R_C} \quad [\text{mA}; \text{V}, \text{k}\Omega],$$

$$\text{popř. } R_C = \frac{U_n - U_{CE}}{I_C} \quad [\text{k}\Omega; \text{V}, \text{mA}].$$

2. Stanovíme  $\beta = 0,5h_{21e}$  a vypočítáme

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad [\text{mA}; \text{mA}, -].$$

3. Určíme

$$R_B \doteq \frac{U_n}{I_B} \quad [\text{k}\Omega; \text{V}, \text{mA}].$$

4. V případě potřeby rychlého překlápění zvolíme  $C_1$  a  $C_2$  tak, aby byla splněna podmínka

$$C_1 = C_2 \leq \frac{t_{\min}}{R_B} \quad [\mu\text{F}; \text{ms}, \text{k}\Omega].$$

*Výpočet bistabilního klopného obvodu s předpětím*

1. Ze zadaných údajů vypočítáme

$$I_C = \frac{U_n - U_{CE}}{R_C} \quad [\text{mA}; \text{V}, \text{k}\Omega],$$

$$\text{popř. } R_C = \frac{U_n - U_{CE}}{I_C} \quad [\text{k}\Omega; \text{V}, \text{mA}].$$

2. Stanovíme

$$R_1 = R_2 \leq \frac{U_p}{I_{CB0}} \quad [\text{k}\Omega; \text{V}, \text{mA}].$$

3. Stanovíme  $\beta = 0,5h_{21e}$  a vypočítáme

$$R_B \leq \frac{\beta R_1 R_C U_n}{R_1 U_n + \beta R_C U_p} - R_C \quad [\text{k}\Omega; -, \text{k}\Omega, \text{V}].$$

Stejným způsobem jako v předchozím případě vypočítáme  $R_C$  a  $I_C$ . Velikost odporů  $R_1$  a  $R_2$  určíme ze vztahu

$$R_1 = R_2 \leq \frac{U_p}{I_{CB0}},$$

kde  $U_p$  je záporné napětí pomocného zdroje předpětí a  $I_{CB0}$  je maximální zbytkový proud kolektor-báze použitého tranzistoru.

Odpory  $R_{B1}$  a  $R_{B2}$  určíme ze vztahu pro  $I_{B1}$  (viz obr. 48):

$$I_{B1} = I_2 - I_1 \geq \frac{I_C}{\beta} = \frac{U_n}{\beta R_C}.$$

Dosadíme-li za  $I_2$  a  $I_1$ , dostaneme

$$I_{B1} = \frac{U_n}{R_{C2} + R_{B1}} - \frac{U_p}{R_1} \geq \frac{U_n}{\beta R_C}$$

a z toho

$$R_{B1} (= R_{B2}) \leq \frac{\beta R_1 R_C U_n}{R_1 U_n + \beta R_C U_p} - R_C.$$

Bistabilní klopný obvod se samočinným předpětím má menší amplitudu výstupních impulsů, protože se jeho výstupní napětí nezmenšuje až k nule, ale pouze na velikost předpětí na emitorovém odporu  $U_E$ . Obvod se proto nehodí tam, kde se vyžaduje, aby jedna výstupní úroveň byla nulová, tj. ve většině logických obvodů. Protože výpočet zapojení je složitější a obvod lze prakticky všude nahradit jednoduchým zapojením s křemíkovými tranzistory, nebudeme výpočet uvádět.

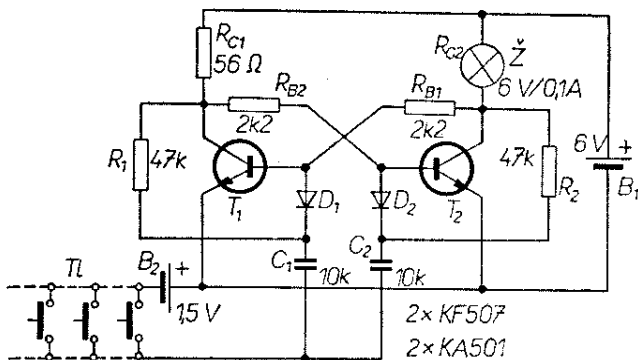
Výpočet ovládacích obvodů s diodami (pokud je co počítat) najdete v předchozí kapitole na str. 15.

*Příklad výpočtu*

Máme při použití jednoho tlačítka navrhnout obvod, který ovládá činnost žárovky tak, aby byla tlačítkem rozsvícena a zhasínána (podle stavu, ve kterém se právě nachází), popř. aby mohla být rozsvícena a zhasínána z několika různých míst.

Použitá žárovka bude na napětí 6 V pro proud 100 mA, tranzistory jsou křemíkové s  $h_{21e} = 80$ .

Použijeme základní zapojení bistabilního klopného obvodu podle obr. 47.



Obr. 51. Praktický návrh bistabilního klopného obvodu pro ovládání osvětlení z více míst

Místo jednoho kolektorového odporu použijeme žárovku. V jednom stabilním stavu bude žárovka svítit, v druhém stabilním stavu bude zhasnuta. Obvod bude ovládán z jediného vstupu podle obr. 51. Záporné ovládací impulsy budou získávány ze zvláštního zdroje záporného napětí.

V tomto případě je tedy zadán jak kolektorový odpor  $R_C$  – odpor žárovky  $Z$ , tak i kolektorový proud  $I_C$  – proud žárovky. Při zanedbání saturačního napětí  $U_{CE}$  je tím určeno i napájecí napětí zdroje  $U_n$  – je opět rovno jmenovitému napětí žárovky. Platí tedy

$$R_C = R_Z = \frac{U_Z}{I_Z} = 60 \Omega,$$

$$I_C = I_Z = 100 \text{ mA},$$

$$U_n = U_Z = 6 \text{ V}.$$

2. Stanovíme  $\beta = 0,5h_{21e} = 40$  a vypočítáme potřebný proud báze

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{100}{40} = 2,5 \text{ mA}.$$

3. Určíme přibližně

$$R_B \doteq \frac{U_n}{I_B} = \frac{6}{2,5} = 2,4 \text{ k}\Omega,$$

zaokrouhlíme na nejbližší menší vyráběný odpor 2,2 kΩ. Protože rychlost překlopení obvodu není podstatná, nepoužijeme vazební kondenzátory.

Ovládací obvod sestavíme z křemíkových diod KA501. Odpory  $R_1$  a  $R_2$ , přes které se přivádí závěrné napětí

z kolektoru uzavřeného tranzistoru na katodu příslušné diody, zvolíme např.

$$R_1 = R_2 = 47 \text{ k}\Omega.$$

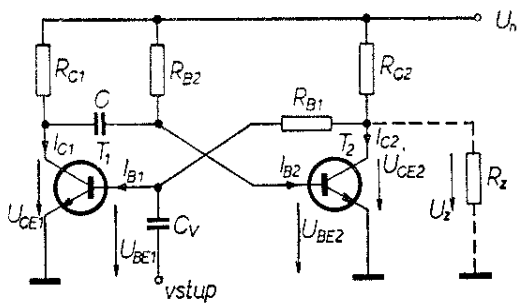
Na jejich přesném odporu nezáleží. Je-li dioda otevřena, proteče proud, způsobený ovládacím impulsem přes kondenzátor  $C_1$  ( $C_2$ ) a diodu  $D_1$  ( $D_2$ ) do báze tranzistoru  $T_1$  ( $T_2$ ). Odpor  $R_1$  ( $R_2$ ) proteče minimální proud, protože je mnohem větší než odpor cesty přes  $C_1 D_1 T_1$ . Ohraničující podmínky pro volbu  $R_1 = R_2$  jsou tedy: odpory musí být řádově větší než odpor diody a báze tranzistoru v propustném směru, a řádově menší než odpor diody v závěrném směru.

Schéma navrženého obvodu s hodnotami součástek je na obr. 51. Tlačítkem  $Tl$  se krátkodobě připojuje na vstup bistabilního klopného obvodu záporné napětí z pomocného zdroje 1,5 V (tužkový článek), čímž se vytvářejí ovládací záporné impulsy. Svítí-li žárovka, každý další lichý impuls ji zhasne a každý následující sudý impuls ji opět rozsvítí. Tlačítek může být zapojeno libovolně množství paralelně a žárovka tak může být ovládána z mnoha různých míst.

Navrhne-li obvod tak, že místo žárovky je cívka vhodného relé, můžeme jeho kontakty spínat běžnou žárovku na 220 V a obvod pak funguje jako moderní elektronická verze schodišťového spínače – umožní zapnout nebo vypnout svítidlo z kterékohokoli místa. Celé ovládací vedení i s tlačítky je přitom galvanicky odděleno od sítě a je proto naprosto bezpečné (může být realizováno např. zvonkovým drátem a zvonkovými tlačítky).

### Monostabilní klopný obvod

Monostabilní klopný obvod je odvozen z bistabilního klopného obvodu nahrazením jedné odporové vazby mezi bází jednoho a kolektorem druhého tranzistoru vazbou kapacitní. Obvod má jediný stabilní stav; do druhého stavu může být přiveden vnějším impulsem a setrvá v něm jen určitou krátkou dobu. Tato doba je určena použitými součástkami a nezávisí na délce nebo tvaru vstupního impulsu.



Obr. 52. Základní zapojení monostabilního klopného obvodu

Základní schéma monostabilního klopného obvodu s křemíkovými tranzistory je na obr. 52. Na rozdíl od bistabilního klopného obvodu (obr. 47) je báze tranzistoru  $T_2$  spojena s kolektorem  $T_1$  přes kondenzátor  $C$ , zatímco odpor  $R_{B2}$  je připojen k napájecímu napětí  $U_n$  pro zajištění vodivého stavu  $T_2$ .

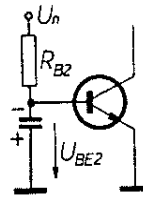
V klidovém stavu je tranzistor  $T_2$  ve vodivém stavu v oblasti nasycení, tranzistor  $T_1$  v nevodivém stavu. Vodivý stav tranzistoru  $T_2$  je zajištěn proudem báze  $I_{B2}$ , závislejícím na odporu  $R_{B2}$  a napájecím napětí  $U_n$ . Napětí  $U_{CE2}$  se blíží nule a napětí na bázi  $T_1$ , která je připojena přes odpor  $R_{B1}$  ke kolektoru  $T_2$ , je téměř nulové. Tranzistor  $T_1$  je proto uzavřen. Kondenzátor  $C$  je připojen jedním koncem přes odpor  $R_{C1}$  k napájecímu napětí, druhým koncem k bázi  $T_2$ ; protože napětí  $U_{BE2}$  je téměř nulové, je kondenzátor  $C$  připojen prakticky mezi kladný a záporný pól napájecího napětí přes odpor  $R_{C1}$ . Je proto nabit na toto napětí; k nabití dojde za dobu, určenou časovou konstantou  $R_{C1}C$ .

Nyní přivedeme na vstup kladný impuls. Impuls projde přes kondenzátor  $C_v$  na bázi tranzistoru  $T_1$  a uvede tranzistor  $T_1$  do vodivého stavu. Napětí  $U_{CE1}$  se zmenší téměř na nulu a kondenzátor  $C$  je pak připojen mezi bázi  $T_2$  a zem tak, že jeho záporný pól je na bázi  $T_2$  (obr. 53). Na bázi  $T_2$  je tedy napětí přibližně  $-U_n$  a tranzistor  $T_2$  se uzavře. Napětí  $U_{CE2}$  se tím zvětší téměř na velikost  $U_n$ ; protože ke kolektoru  $T_2$  je přes odpor  $R_{B1}$  připojena báze  $T_1$ , tranzistor  $T_1$  je udržován ve

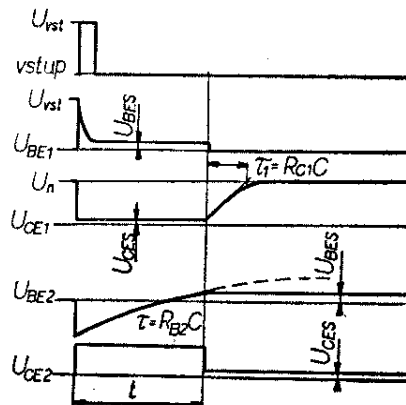
vodivém stavu i po skončení vstupního impulsu. Mezitím se kondenzátor  $C$  nabíjí přes odpor  $R_{B2}$  napětím  $U_n$ . Bude-li napětí  $U_{BE2}$  kladné a tak velké, aby otevřelo tranzistor  $T_2$  (tj. asi 0,5 až 0,7 V), tranzistor  $T_2$  se uvede do vodivého stavu. Napětí na jeho kolektoru  $U_{CE2}$  se zmenší téměř na nulu, bázi  $T_1$  přestane protékat proud a  $T_2$  se uzavře. Kondenzátor  $C$  je záporným pólem odpojen od země a připojen ke kolektoru  $T_1$ . Napětí na kolektoru  $T_1$  ( $U_{CE1}$ ) se proto zvětšuje v souladu s nabíjením kondenzátoru  $C$  přes odpor  $R_{C1}$  až na velikost  $U_n$ . Průběh napětí na jednotlivých elektrodách je na obr. 54.

Monostabilní klopný obvod tedy převede prakticky libovolný vstupní impuls (o amplitudě dostačující k překlopení obvodu) na výstupní obdélkový impuls s přesně definovanou délkou a amplitudou se strmými náběžnými hranami.

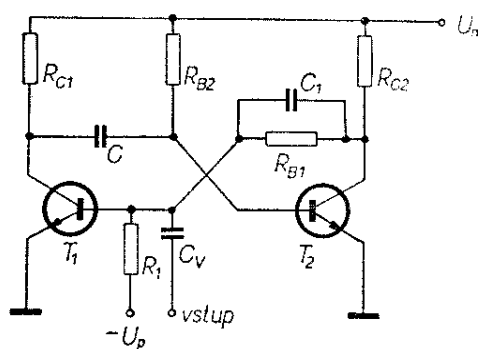
Při použití germaniových tranzistorů je nutné zajistit nevodivý stabilní stav tranzistoru  $T_1$  pomocným závěrným



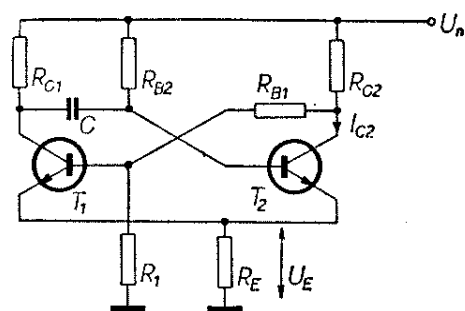
Obr. 53. Výpočet doby kyvu monostabilního klopného obvodu



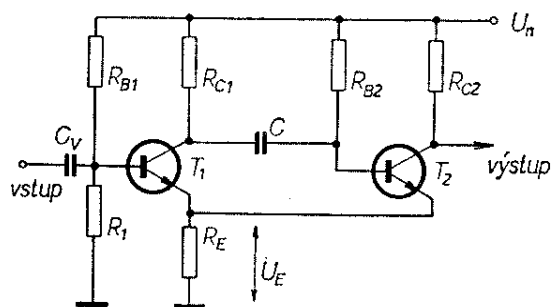
Obr. 54. Průběh napětí v jednotlivých místech monostabilního klopného obvodu



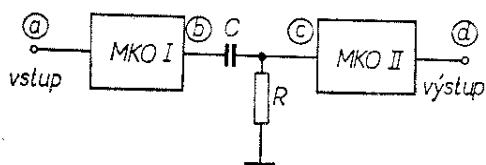
Obr. 55. Monostabilní klopný obvod s předpětím



Obr. 56. Monostabilní klopný obvod s automatickým předpětím



Obr. 57. Monostabilní klopný obvod s emitorovou vazbou



Obr. 58. Zapojení děliče kmitočtu s monostabilním klopným obvodem

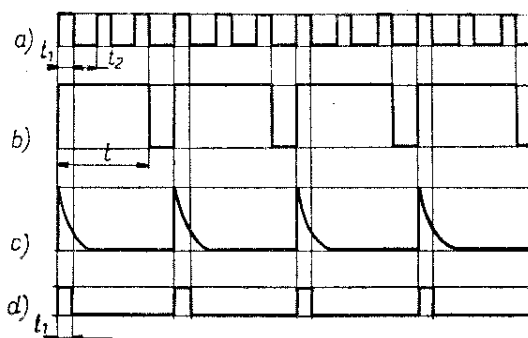
předpětím (stejně jako u bistabilního klopného obvodu). Toto zapojení je také ve většině literatury uváděno jako základní zapojení monostabilního klopného obvodu (obr. 55). Kondenzátor  $C_1$

zapojený paralelně k odporu  $R_{B1}$  má stejnou funkci jako u bistabilního klopného obvodu, tj. urychluje přechod z jednoho stavu do druhého; může být samozřejmě použit i u předchozího zapojení.

Z bistabilních obvodů s automatickým předpětím je odvozeno i zapojení monostabilního klopného obvodu s automatickým předpětím (obr. 56). V klidovém stavu je otevřen tranzistor  $T_2$ , protože jeho báze je přes odpor  $R_{B2}$  připojena k napájecímu napětí  $U_n$ . Odpor  $R_E$ , zapojeným v jeho emitoru, protéká kolektorový proud i proud báze a vytvořeným úbytkem napětí je  $T_1$  udržován v nevodivém stavu (jeho báze je zápornější než emitor). Činnost obvodu je stejná jako u předchozích zapojení s tím rozdílem, že napětí výstupního impulsu i napětí na kondenzátoru  $C$  je menší vzhledem k  $U_n$  o úbytek  $U_E$  na odporu  $R_E$ .

Na obr. 57 je monostabilní klopný obvod s emitorovou vazbou. V klidovém stavu je otevřen tranzistor  $T_2$ , protože jeho bázi protéká dostatečný proud ze zdroje  $U_n$  přes odpor  $R_{B2}$ . Dělič  $R_{B1}/R_1$  v bázi tranzistoru  $T_1$  je nastaven tak, že při napětí  $U_E$ , vzniklém průchodem kolektorového proudu tranzistoru  $T_2$  odporem  $R_E$ , je tranzistor  $T_1$  uzavřen. Přivedením kladného impulsu přes kondenzátor  $C$  na bázi  $T_1$  se tranzistor  $T_1$  otevře. Na rozdíl od základního zapojení monostabilního klopného obvodu zde není doba trvání výstupního impulsu dána pouze časovou konstantou  $R_{B2}C$ , ale je ovlivňována i dalšími součástkami, protože např. kondenzátor  $C$  není tranzistorem  $T_1$  spínán přímo na zem, ale pouze na odpor  $R_E$ . Na odporu  $R_E$  je napětí, určené proudem  $I_{C1}$  tranzistoru  $T_1$  – tedy hodnotami součástek v obvodu. Dobu trvání výstupního impulsu můžeme tedy ovládat změnou těchto součástek, popř. i vnějším ovládacím napětím, přiváděným na bázi  $T_1$ .

Monostabilní klopný obvod používáme často ve funkci tzv. regeneračního zesilovače impulsů nebo ve funkci děliče impulsů. Obě tyto funkce jsou využity v zapojení podle obr. 58. Tento obvod dělí vstupní kmitočet impulsů třemi



Obr. 59. Průběh napětí v jednotlivých místech děliče kmitočtu podle obr. 58

a zachovává stejné „rozměry“ impulsů (tj. délku a amplitudu). Na obr. 59 jsou průběhy napětí v jednotlivých místech obvodu. Na vstup přivádíme sled impulsů o délce  $t_1$  s mezerou  $t_2$ . První monostabilní klopný obvod *MKO I* je navržen tak, aby délka jeho výstupního impulsu byla  $t = 3t_1 + 2t_2$ . Při prvním vstupním impulsu se *MKO I* překlopí a další dva příchozí impulsy se neuplatní, protože obvod je ve stavu, do něhož by ho měly uvést (překlopit). Po uplynutí doby  $t$  se *MKO I* vrátí do stabilního stavu a další příchozí vstupní impuls (v pořadí čtvrtý) ho opět překlopí do nestabilního stavu. Na pátý a šestý impuls obvod nereaguje a po návratu do stabilního stavu je opět překlopen sedmým impulsem. Názorně je celý postup patrný z obr. 59a a 59b, které ukazují průběh napětí v bodech a a b na obr. 58.

Tím jsme získali třikrát nižší kmitočet impulsů, výstupní impulsy však mají jinou amplitudu i jinou délku, než impulsy vstupní. Za *MKO I* proto zařadíme derivační člen *RC*. Ten změnil průběh (tvar) impulsů podle obr. 59c. Těmito krátkými „špičatými“ impulsy ovládáme další monostabilní klopný obvod *MKO II*. Navrhne jej tak, aby amplituda i délka jeho výstupních impulsů byla stejná jako impulsů vstupních. Srovnáním průběhů na obr. 59a a 59d zjistíme, že jsme skutečně dosáhli toho, že jsou výstupní impulsy stejné jako vstupní, impuls na výstupu se však objeví pouze při každém třetím impulsu na vstupu.

Druhý monostabilní obvod *MKO II* pracuje jako regenerativní zesilovač impulsů. Na jeho vstup můžeme přivádět impulsy s malou amplitudou a různě zkreslené (např. průchodem předchozími obvody, vedením ap.) a na výstupu získáme opět obdélníkovité impulsy požadované délky i amplitudy. Je to nejčastější použití monostabilního klopného obvodu.

#### Výpočet monostabilního klopného obvodu

Při výpočtu budeme vycházet ze základního schématu na obr. 52. Východními údaji jsou délka  $t$  a amplituda  $U_z$  výstupního impulsu a zatěžovací impedance  $R_z$ . Amplituda výstupního impulsu je většinou dána použitým napájecím napětím  $U_n$ .

Chceme-li, aby se amplituda výstupního impulsu blížila  $U_n$ , musí být zatěžovací odpor  $R_z$  alespoň desetkrát větší, než je kolektorový odpor  $R_{C2}$  tranzistoru  $T_2$ :

$$R_{C2} \leq \frac{R_z}{10}.$$

Vede-li tranzistor  $T_2$  a je-li v oblasti nasycení, vypočítáme kolektorový proud  $I_{C2}$

$$I_{C2} = \frac{U_n - U_{CES}}{R_{C2}} \approx \frac{U_n}{R_{C2}}.$$

Tento proud musí být ve stabilním stavu zajištěn příslušným proudem báze  $I_{B2}$ . Volíme  $\beta = 0,5h_{21e}$  a vypočítáme proud báze

$$I_{B2} \geq \frac{I_{C2}}{\beta}.$$

Proud báze  $I_{B2}$  je ve stabilním stavu určen velikostí napájecího napětí  $U_n$ , saturačního napětí  $U_{BES}$  a odporem  $R_{B2}$ . Platí tedy

$$I_{B2} = \frac{U_n - U_{BES}}{R_{B2}}$$

a z toho pro

$$R_{B2} = \frac{U_n - U_{BES}}{I_{B2}}.$$

Po překlopení obvodu do nestabilního stavu se nabíjí kondenzátor  $C$  přes odpor  $R_{B2}$  a



hodnoty těchto součástek určují dobu trvání výstupního impulsu. Průběh napětí na kondenzátoru  $C$  (při jeho nabíjení) je dán exponenciální rovnicí

$$u_c = U_p + (U_n - U_p) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right),$$

kde  $U_n$  je napětí, na které je kondenzátor nabíjen,

$U_p$  počáteční napětí na kondenzátoru a

$\tau$  časová konstanta nabíjení ( $= R_{B2}C$ ).

Dosadíme-li jako počáteční napětí na kondenzátoru napětí  $-U_n$ , dostaneme

$$\begin{aligned} u_c &= -U_n + (U_n + U_n) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) = \\ &= -U_n + 2U_n - 2U_n e^{-\frac{t}{\tau}} = \\ &= U_n \left(1 - 2e^{-\frac{t}{\tau}}\right). \end{aligned}$$

Tranzistor  $T_2$  se otevře v okamžiku, kdy napětí na kondenzátoru  $u_c$  dosáhne potřebné velikosti  $U_{BE}$ , tj. asi 0,5 až 0,7 V:

$$u_c = U_{BE} = U_n \left(1 - 2e^{-\frac{t}{\tau}}\right).$$

Z toho

$$\frac{U_{BE}}{U_n} = 1 - 2e^{-\frac{t}{\tau}}$$

a

$$t = \tau \ln \frac{2U_n}{U_n - U_{BE}}.$$

Zanedbáme-li napětí  $U_{BE}$  proti napájecímu napětí  $U_n$  ( $U_{BE} \ll U_n$ ,  $U_n - U_{BE} \doteq U_n$ ), dostaneme

$$t = \tau \ln 2 = 0,69 \tau = 0,69 R_{B2} C.$$

Z požadované délky impulsu  $t$  a již dříve vypočítaného odporu  $R_{B2}$  určíme kapacitu kondenzátoru  $C$

$$C = \frac{t}{0,69 R_{B2}}.$$

Kolektorový odpor  $R_{C1}$  volíme obvykle stejný jako  $R_{C2}$ . Není to ovšem podmínkou. Velikostí odporu  $R_{C1}$  je ovlivněna doba náběhu napětí  $U_{CE1}$  po přechodu z nestabilního do stabilního stavu. Tato doba je určena časovou konstantou

$$\tau_1 = R_{C1} C$$

a napětí na kolektoru  $T_1$  dosáhne velikosti  $0,9U_n$  za dobu

$$t_1 = 2,3\tau_1 = 2,3R_{C1} C.$$

Po tuto dobu nesmí přijít další vstupní impuls, mají-li být zachovány vypočítané parametry výstupního impulsu. Je-li vzdálenost mezi jednotlivými vstupními impulsy  $t_2$ , musí platit

$$t_1 \leq t_2$$

a tudíž

$$R_{C1} \leq \frac{t_2}{2,3C}.$$

Z určeného odporu  $R_{C1}$  vypočítáme kolektorový proud tranzistoru  $T_1$  ve vodičovém stavu v oblasti nasycení

$$I_{C1} = \frac{U_n}{R_{C1}}$$

a po stanovení  $\beta = 0,5h_{21e}$  vypočítáme potřebný proud báze  $I_{B1}$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta}.$$

Protože jsme předpokládali  $R_z > 10R_{C1}$ , můžeme přibližně počítat s tím, že v nestabilním stavu  $U_{CE2} \doteq U_n$ . V tom případě protéká bází  $T_1$  proud

$$I_{B1} \doteq \frac{U_n}{R_{B1}}.$$

Z tohoto vztahu vypočítáme

$$R_{B1} \leq \frac{U_n}{I_{B1}}.$$

Tím jsou vypočítány všechny pasívní součástky monostabilního klopného obvodu. Tranzistory volíme s ohledem na povolený kolektorový proud a předpokládaný proudový zesilovací činitel  $\beta$ .

Při použití germaniových tranzistorů použijeme zapojení podle obr. 55 a musíme tedy ještě stanovit velikost předpětí  $U_p$  a odporu  $R_1$ . Postupujeme stejně jako u bistabilního klopného obvodu s předpětím, tj. vycházíme ze vztahu

$$R_1 \leq \frac{U_p}{I_{CB0}},$$

kde  $I_{CB0}$  je maximální zbytkový proud kolektor–báze použitého tranzistoru.

V zapojení s automatickým předpětím (obr. 56) je postup výpočtu stejný. Napětí  $U_E$  zvolíme tak, aby ve stabilním stavu byl tranzistor  $T_1$  spolehlivě uzavřen. Velikostí předpětí můžeme také ovlivnit požadovanou amplitudu vstupních impulsů. Napětí  $U_E$  volíme obvykle několik desetin voltu až 1 V. Velikost odporu  $R_E$  vypočítáme

$$R_E = \frac{U_E}{I_{C2}}.$$

Proud, protékající odporem  $R_1$  určíme tak, aby

$$I_{R1} \geq 10I_{CB0}.$$

Pro  $R_1$  potom platí

$$R_1 = \frac{U_E + U_{BE}}{I_{R1}} = \frac{U_E + U_{BE}}{10I_{CB0}}.$$

Odpor  $R_{B1}$  zajišťuje vodivý stav tranzistoru  $T_1$  v nestabilním stavu. Protéká jím jednak proud  $I_{R1}$ , jednak proud báze  $I_{B1}$ . Z toho vyplývá, pro jeho velikost

$$R_{B1} \leq \frac{U_n}{I_{B1} + I_{R1}}.$$

Ostatní součástky monostabilních obvodů s předpětím počítáme stejně jako u základního zapojení.

Celý výpočet opět shrneme do několika základních kroků.

#### *Příklad výpočtu*

Máme navrhnout obvod, fungující podobně jako schodišťový automat ke spínání osvětlení. Stisknutím tlačítka se má rozsvítit žárovka 3,5 V/0,3 A a má svítit 30 vteřin. Obvod má být napájen z ploché baterie 4,5 V.

Monostabilní klopný obvod funguje tak, že v klidovém stavu je  $T_2$  otevřen a  $T_1$  zavřen. Můžeme tedy zapojit žárovku místo kolektorového odporu  $R_{C1}$  tranzistoru  $T_1$  (obr. 60), aby se rozsvěcela pouze při překlopení obvodu do nestabilního stavu. Protože žárovka je na napětí 3,5 V a napájecí napětí je 4,5 V, musíme do série se žárovkou zařadit odpor  $R'_{C1}$  tak, aby kolektorový proud byl 300 mA.

#### *Výpočet monostabilního klopného obvodu*

1. Zvolíme

$$R_{C2} = \frac{R_z}{10} \quad [\text{k}\Omega; \text{k}\Omega].$$

2. Vypočítáme kolektorový proud  $T_2$

$$I_{C2} = \frac{U_n}{R_{C2}} \quad [\text{mA}; \text{V}, \text{k}\Omega].$$

3. Stanovíme  $\beta = 0,5h_{21e}$  a vypočítáme

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta}$$

$$\text{a } R_{B2} = \frac{U_n - U_{BES}}{I_{B2}}$$

[mA; mA], [kΩ; V, mA].

4. Z požadované délky impulsu  $t$  stanovíme kapacitu

$$C = \frac{t}{0,69R_{B2}}.$$

5. Zvolíme  $R_{C1}$  tak, aby

$$R_{C1} \leq \frac{t_2}{2,3C}.$$

6. Určíme

$$I_{C1} = \frac{U_n}{R_{C1}}.$$

7. Za předpokladu  $\beta = 0,5h_{21e}$  vypočítáme

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} \quad \text{a } R_{B1} \leq \frac{U_n}{I_{B1}},$$

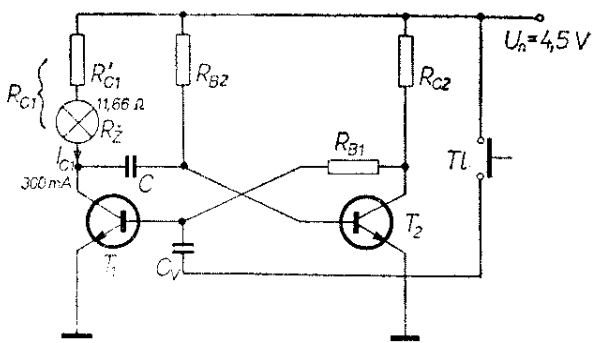
je-li ovšem  $R_{B1} \gg R_{C2}$ .

U obvodů s předpětím stanovíme  $R_1$  ze vztahu

$$R_1 \leq \frac{U_p}{U_{CB0}}.$$

Výpočet tedy začneme od bodu 6; ze známých veličin  $U_n$  a  $I_{C1}$  vypočítáme

$$R_{C1} = \frac{U_n}{I_{C1}} = \frac{4,5}{0,3} = 15 \Omega.$$



Obr. 60. Praktický návrh monostabilního klopného obvodu

Protože žárovka  $Z$  má odpor

$$R_Z = \frac{U_Z}{I_Z} = \frac{3,5}{0,3} = 11,66 \Omega,$$

musíme do série s ní zapojit odpor  $3,33 \Omega$ . Získáme jej zapojením tří odporů  $10 \Omega$  paralelně. Každým odporem bude protékat proud  $100 \text{ mA}$  a ztrátový výkon na každém odporu bude

$$P_Z = RI^2 = 10 \cdot 0,1^2 = 0,1 \text{ W}.$$

Můžeme tedy použít miniaturní odpory.

Nyní podle bodu 7 vypočítáme za předpokladu, že  $\beta = 50$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{300}{50} = 6 \text{ mA}$$

$$a \ R_{B1} \leq \frac{U_n}{I_{B1}} = \frac{4,5}{6} = 0,75 \text{ k}\Omega = 750 \Omega.$$

Výpočet  $R_{B1}$  platí s uspokojivou přesností pouze tehdy, je-li  $R_{B1} \gg R_{C2}$ . Proud báze  $I_{B1}$  tranzistoru  $T_1$  protéká přes odpory  $R_{C2}$  a  $R_{B1}$  a vypočítaný odpor  $R_{B1}$  je vlastně celkovým odporem sériové kombinace těchto odporů.

Uvážíme, že k dosažení dlouhé doby trvání výstupního impulsu při únosné kapacitě kondenzátoru  $C$  je nutné, aby byl odpor  $R_{B2}$  co největší (tj.  $I_{B2}$  co nejmenší). Při daném proudovém zesilovacím činiteli bude potřebný  $I_{B2}$  tím menší, čím větší bude kolektorový odpor  $R_{C2}$ .

Z této úvahy vyplývá, že v daném případě můžeme – chceme-li, aby  $R_{C2}$  byl co největší – zvolit  $R_{B1} = 0$  a odpor zcela vypustit. S ohledem na vyráběné

odpory zvolíme nejbližze menší normalizovaný odpor

$$R_{C2} = 680 \Omega.$$

Ve výpočtu pokračujeme podle bodu 2 výpočtem  $I_{C2}$

$$I_{C2} = \frac{U_n}{R_{C2}} = \frac{4,5}{0,68} \doteq 6,6 \text{ mA}.$$

Za předpokladu  $\beta = 50$  bude

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{6,6}{50} \doteq 132 \mu\text{A}$$

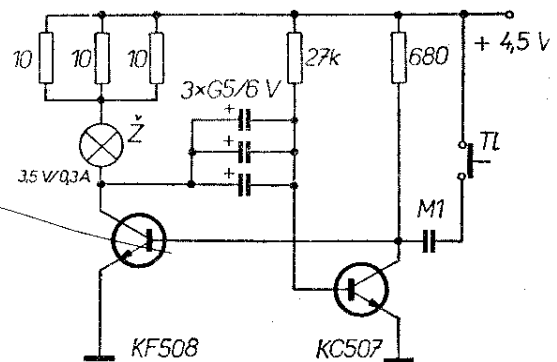
$$a \ R_{B2} = \frac{U_n - U_{BES}}{I_{B2}} = \frac{4,5 - 0,7}{0,132} \doteq 29 \text{ k}\Omega.$$

Zvolíme  $R_{B2} = 27 \text{ k}\Omega$  a vypočítáme z požadované délky impulsu  $t = 30$  vteřin kapacitu  $C$

$$C = \frac{t}{0,69 R_{B2}} = \frac{30}{0,69 \cdot 2,7 \cdot 10^4} \doteq 1600 \mu\text{F}.$$

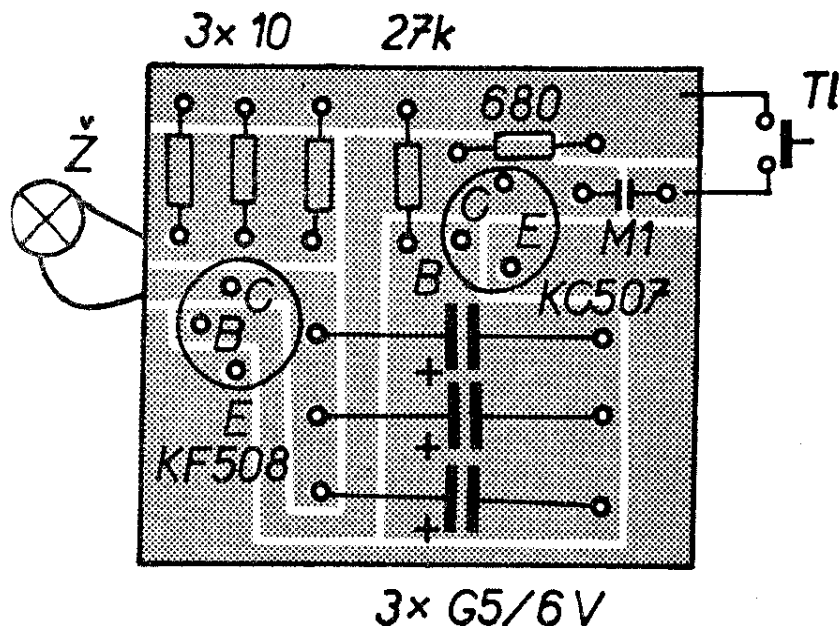
Použijeme tři kondenzátory  $500 \mu\text{F}/6 \text{ V}$  spojené paralelně, tj.  $1500 \mu\text{F}$ .

Na místě  $T_1$  musíme použít tranzistor, který snese trvale kolektorový proud  $0,3 \text{ A}$ ; bude to některý z typů KF506 až 8. Je nutné, aby jeho proudový zesilovací činitel na hranici nasycení byl  $\beta = 50$ , jak jsme předpokládali. Na místě  $T_2$  můžeme použít tranzistor s menší kolektorovou ztrátou, např. typu KC507 až 9, protože jeho kolektorový proud je pouze  $6,6 \text{ mA}$ .



Obr. 61. Navržený monostabilní klopný obvod

Obr. 62. Rozložení součástek na destičce s plošnými spoji navrženého monostabilního klopného obvodu (G56)



Kladný vstupní impuls k uvedení obvodu do nestabilního stavu získáme tlačítkem  $T1$  z napájecího napětí  $U_n$ . Odělovací kondenzátor  $C_v$  volíme  $0,1 \mu\text{F}$ .

Konečné zapojení s hodnotami součástek je na obr. 61. Obvod lze zapojit na destičce s plošnými spoji podle obr. 62.

### Astabilní klopný obvod

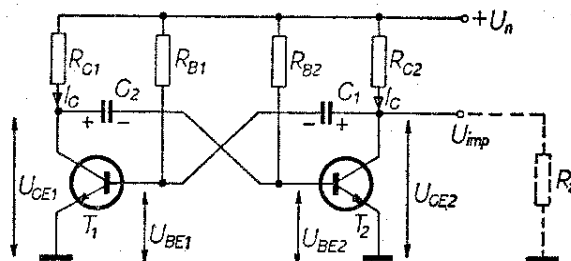
Astabilní klopný obvod – často nazývaný multivibrátor – je klopný obvod, který je zdrojem impulsů (signálu) obdélníkovitého tvaru. Kmitočet impulsů a jejich délku lze nastavit v širokých mezích vhodnou volbou součástek.

Základní schéma astabilního klopného obvodu je na obr. 63. Schéma je podobné např. schématu bistabilního klopného obvodu, vazební odpory mezi kolektory a bázemi tranzistorů jsou však nahrazeny kondenzátory.

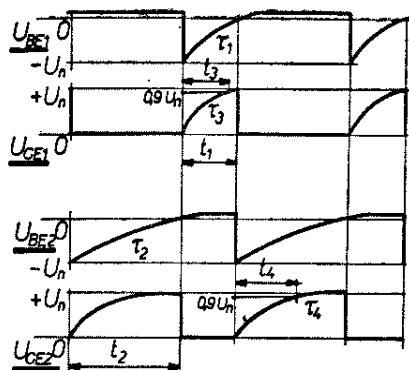
Při připojení napájecího napětí  $U_n$  k obvodu na obr. 63 se jeden z tranzistorů uvede vlivem náhodných okolností do vodivého stavu. Předpokládejme, že je to tranzistor  $T_1$ . Napětí na jeho kolektoru  $U_{CE1}$  se zmenší téměř k nule. Kladný pól kondenzátoru  $C_2$  se tím připojí k zemi a na bázi  $T_2$  se objeví záporný náboj, který je na kondenzátoru  $C_2$ . Tranzistor  $T_2$  se tím uzavře a napětí na jeho kolektoru  $U_{CE2}$  se během krátké doby, dané nabíjením kondenzátoru  $C_1$

přes odpor  $R_{C2}$ , zvětší na velikost  $U_n$ . Nyní je tedy celý obvod v jednom ze dvou stavů – tranzistor  $T_1$  je otevřen, na jeho kolektoru je nulové napětí, tranzistor  $T_2$  je uzavřen, na jeho kolektoru je maximální napětí.

Mezitím se však kondenzátor  $C_2$  vybíjí přes odpor  $R_{B2}$  a napětí  $U_{BE2}$  na bázi tranzistoru  $T_2$  se postupně zmenšuje. Jakmile bude kladné, tranzistor  $T_2$  se otevře. Napětí na jeho kolektoru  $U_{CE2}$  se zmenší k nule, kondenzátor  $C_1$  je tím připojen mezi bází  $T_1$  a zem a svým nábojem, který je vzhledem k napětí báze záporný, uzavře tranzistor  $T_1$ . Napětí na kolektoru  $T_1$  se během krátké doby, dané nabíjením kondenzátoru  $C_2$  přes odpor  $R_{C1}$ , zvětší na velikost  $U_n$ . Obvod přešel do druhého stavu – tranzistor  $T_1$  je uzavřen, na jeho kolektoru je maximální napětí, tranzistor  $T_2$  je otevřen, na jeho kolektoru je nulové napětí.



Obr. 63. Základní zapojení astabilního klopného obvodu



Obr. 64. Průběh napětí v jednotlivých místech astabilního klopného obvodu

Z popisu funkce vyplývá, že doba trvání obou stavů astabilního klopného obvodu je určena dobou vybíjení kondenzátoru  $C_1$  přes odpor  $R_{B1}$ , popř. kondenzátoru  $C_2$  přes odpor  $R_{B2}$ . Kmitočet výstupních impulsů je určen součtem obou těchto časů (jeho převrácenou hodnotou).

V obr. 64 jsou průběhy napětí na kolektorech a bázích obou tranzistorů a jednotlivé časové úseky: doba  $t_1$ , po níž je otevřen tranzistor  $T_1$ , doba  $t_2$ , po níž je otevřen tranzistor  $T_2$ , čas  $t_3$ , za který bude napětí kolektoru  $T_1$  (po jeho uzavření)  $0,9U_n$  a čas  $t_4$ , za který bude napětí na kolektoru  $T_2$  (po jeho uzavření)  $0,9U_n$ .

#### Výpočet astabilního klopného obvodu

Budeme opět vycházet ze schématu na obr. 63. Pro výpočet potřebujeme znát parametry požadovaných vstupních impulsů – jejich délku, kmitočet a amplitudu. Dále potřebujeme znát proudový zesilovací činitel použitých tranzistorů.

Z popisu funkce astabilního klopného obvodu vyplývá, že na výstupu, tj. na kolektoru jednoho z tranzistorů (libovolně zvoleného), jsou impulsy, jejichž maximální amplituda je stejná jako napájecí napětí  $U_n$ ; jejich minimální amplitudu jsme předpokládali rovnou nule. Ve skutečnosti je minimální napětí rovno zbytkovému (saturačnímu) napětí  $U_{CES}$  mezi kolektorem a emitorem tranzistoru v sepnutém stavu. U spínacích tranzistorů se toto napětí obvykle udává

v katalogu a bývá asi 0,5 V u germaniových a 0,1 až 1,5 V u křemíkových tranzistorů. Amplituda výstupních impulsů  $U_{imp}$  je tedy dána rozdílem

$$U_{imp} = U_n - U_{CES}.$$

Z toho vyplývá vztah pro potřebné napájecí napětí  $U_n$  při požadované amplitudě výstupních impulsů  $U_{imp}$

$$U_n = U_{imp} + U_{CES}.$$

Nyní musíme zvolit kolektorový proud tranzistorů nebo přímo kolektorový odpor. Tyto parametry volíme s ohledem na použitý typ tranzistorů a s ohledem na zátěž astabilního klopného obvodu. Zatěžovací odpor  $R_z$  by měl být alespoň desetkrát větší než odpor  $R_C$  v kolektoru tranzistoru. Kdyby byl zatěžovací odpor  $R_z$  srovnatelný s kolektorovým odporem  $R_{C2}$ , zmenšila by se děličem napětí  $R_{C2}R_z$  jednak amplituda výstupních impulsů  $U_{imp}$ , a jednak by se zmenšilo napětí, na které se v čase  $t_2$  nabije kondenzátor  $C_2$  a zkrátila by se tedy doba  $t_1$ . Tím by se zvýšil i kmitočet výstupních impulsů.

Zvolíme tedy velikost proudu  $I_{C2}$  a z náhradního schématu na obr. 65a vypočítáme odpor  $R_{C2}$

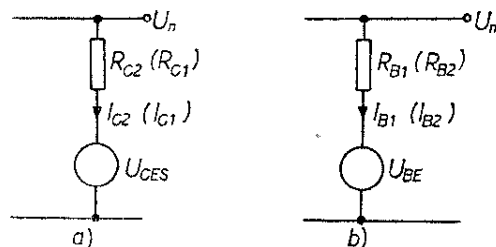
$$R_{C2} = \frac{U_n - U_{CES}}{I_{C2}},$$

popř. při zanedbání  $U_{CES}$

$$R_{C2} \doteq \frac{U_n}{I_{C2}}.$$

Zvolíme-li přímo  $R_{C2}$ , vypočítáme kolektorový proud tranzistoru  $T_2$

$$I_{C2} = \frac{U_n - U_{CES}}{R_{C2}}, \text{ popř. } I_{C2} \doteq \frac{U_n}{R_{C2}}.$$



Obr. 65. K výpočtu astabilního klopného obvodu

Proud tranzistorem  $T_1$  volíme obvykle stejný. Použijeme-li jiný typ tranzistoru, můžeme zvolit jiný kolektorový proud. U  $R_{C1}$  nemusíme brát ohled na zátěž multivibrátoru, nesmíme však zapomenout, že odpor má vliv na dobu náběhu výstupního impulsu; čím bude  $R_{C1}$  větší, tím pomaleji se bude zvětšovat amplituda výstupního impulsu. Odpor  $R_{C1}$ , popř. proud  $I_{C1}$  vypočítáme analogicky s předchozím případem

$$R_{C1} = \frac{U_n - U_{CES}}{I_{C1}}, \text{ popř. } R_{C1} \doteq \frac{U_n}{I_{C1}},$$

$$I_{C1} = \frac{U_n - U_{CES}}{R_{C1}}, \text{ popř. } I_{C1} \doteq \frac{U_n}{R_{C1}}.$$

Odpor  $R_{B1}$  a  $R_{B2}$  musí být voleny tak, aby tranzistory byly při vybití kondenzátorů  $C_1$ , popř.  $C_2$  dokonale otevřeny (sepnuty). Náhradní schéma příslušné části obvodu je na obr. 65b. Protéká-li tranzistorem  $T_1$  ( $T_2$ ) kolektorový proud  $I_{C1}$  ( $I_{C2}$ ) a má-li tranzistor minimální zesilovací činitel  $\beta_1$  ( $\beta_2$ ), je potřebný proud báze

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} \quad \text{a} \quad I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2}.$$

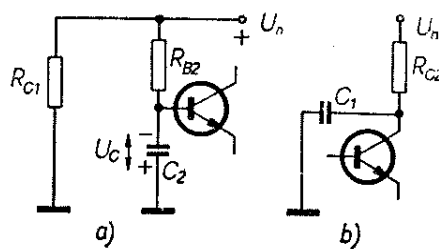
Napětí báze-emitor  $U_{BES}$  bývá u germaniových tranzistorů 0,2 až 0,3 V, u křemíkových tranzistorů 0,5 až 0,7 V. Potom platí

$$R_{B1} = \frac{U_n - U_{BES}}{I_{B1}},$$

$$R_{B2} = \frac{U_n - U_{BES}}{I_{B2}}.$$

K zajištění nasyceného stavu tranzistorů (dokonalé sepnutí) volíme  $\beta_1$  ( $\beta_2$ ) asi  $0,5h_{21e}$ , tj. asi poloviční, než je proudový zesilovací činitel v aktivní oblasti, a vypočítaný odpor  $R_{B1}$  ( $R_{B2}$ ) zaokrouhlujeme vždy na nejbližší menší vyráběnou hodnotu.

Nyní zbývá určit kapacity kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ . Vrátime-li se k popisu funkce astabilního klopného obvodu, připomeneme si, že doba trvání impulsu  $t_2$  je dána dobou vybíjení kondenzátoru  $C_2$ . Náhradní schéma této části obvodu pro  $T_1$  otevřený a  $T_2$  zavřený je na



Obr. 66. K výpočtu astabilního klopného obvodu

obr. 66a. Kondenzátor  $C_2$  se vybíjí přes odpory  $R_{B2}$  a  $R_{C1}$ . Odpor  $R_{C1}$  můžeme proti  $R_{B1}$  zanedbat. Protože vybíjení kondenzátoru probíhá podle exponenciály, platí pro okamžité napětí na kondenzátoru  $C_2$  (a tím i na bázi tranzistoru  $T_2$ )

$$u_C = (U_C + U_n) e^{-\frac{t}{\tau}},$$

kde  $U_C$  je počáteční napětí na kondenzátoru  $C_2$ ,  $U_n$  je napájecí napětí a  $\tau$  je časová konstanta vybíjeného obvodu, tj.

$$\tau = R_{B2}C_2.$$

Počáteční napětí na kondenzátoru  $U_C = U_n$ , tj.

$$u_C = 2U_n e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Impuls skončí (tranzistor se otevře), je-li napětí na kondenzátoru o napětí  $U_{BE}$  menší než  $U_n$ . Při zanedbání  $U_{BE}$  se tranzistor otevře, když

$$u_C = U_n.$$

Dosadíme-li do předchozího vztahu, dostaneme:

$$U_n = 2U_n e^{-\frac{t_2}{\tau}},$$

$$e^{-\frac{t_2}{\tau}} = 2$$

a pro dobu trvání impulsu  $t_2$  dostaneme výraz

$$t_2 = \tau \ln 2 = 0,7R_{B2}C_2.$$

Analogicky odvodíme pro dobu uzavření tranzistoru  $T_1$

$$t_1 = 0,7R_{B1}C_1.$$

Z odvozených vztahů vyplývá, že je-li zadána délka impulsu  $t_2$ , vypočí-

táme potřebnou kapacitu kondenzátoru  $C_2$  ze vztahu

$$C_2 = \frac{t_2}{0,7R_{B2}}.$$

Je-li dále zadán kmitočet impulsů, platí

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

a z toho

$$t_1 = \frac{1}{f} - t_2.$$

Známe-li  $t_1$ , vypočítáme kapacitu kondenzátoru  $C_1$

$$C_1 = \frac{t_1}{0,7R_{B1}}.$$

Tím jsme vypočítali všechny potřebné údaje k návrhu astabilního klopného obvodu.

Můžeme ještě vypočítat dobu náběhu impulsu  $t_3$  (popř.  $t_4$ ). Náhradní obvod pro tento výpočet je na obr. 66b (transistor  $T_1$  otevřen,  $T_2$  uzavřen). Průběh okamžitého napětí na kondenzátoru  $C_1$  (i napětí  $U_{CE}$  na kolektoru  $T_2$ ) je opět dán exponenciální rovnicí

$$u_C = U_n \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right),$$

kde  $\tau$  je časová konstanta obvodu podle obr. 65b, tj.  $\tau = R_{C2}C_1$ . Čas, za který napětí  $u_C$  dosáhne velikosti  $0,9U_n$ , odvodíme po dosazení:

$$0,9U_n = U_n \left(1 - e^{-\frac{t_4}{\tau}}\right)$$

$$10 = e^{-\frac{t_4}{\tau}}$$

$$t_4 = \tau \ln 10 = 2,3R_{C2}C_1.$$

Obdobně odvodíme pro  $t_3$

$$t_3 = 2,3R_{C1}C_2.$$

Platí-li  $t_1 = t_2$ , nazýváme multivibrátor symetrickým. Platí pro něj  $C_1 = C_2$  a  $R_{B1} = R_{B2}$ . Kmitočet impulsů je

$$f = \frac{1}{2t_1} = \frac{1}{2t_2}.$$

Na závěr shrneme výpočet do základních kroků.

### Výpočet astabilního klopného obvodu

1. Ze zadané amplitudy impulsů určíme napájecí napětí

$$U_n = U_{imp} + U_{CES}.$$

2. Zvolíme  $I_{C2}$  (popř.  $R_{C2}$ ) a vypočítáme odpovídající  $R_{C2}$  (popř.  $I_{C2}$ )

$$R_{C2} = \frac{U_n - U_{CES}}{I_{C2}},$$

$$I_{C2} = \frac{U_n - U_{CES}}{R_{C2}}.$$

3. Zvolíme  $I_{C1}$  (popř.  $R_{C1}$ ) a vypočítáme odpovídající  $R_{C1}$  (popř.  $I_{C1}$ )

$$R_{C1} = \frac{U_n - U_{CES}}{I_{C1}},$$

$$I_{C1} = \frac{U_n - U_{CES}}{R_{C1}}.$$

4. Zvolíme  $\beta_1$  a  $\beta_2$  a vypočítáme proudy bází, odpovídající kolektorovým proudům:

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1}, \quad I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2},$$

[mA; mA, --].

5. Vypočítáme odpory  $R_{B1}$  a  $R_{B2}$

$$R_{B1} = \frac{U_n - U_{BE}}{I_{B1}} \text{ [k}\Omega; \text{V, mA]};$$

$$R_{B2} = \frac{U_n - U_{BE}}{I_{B2}} \text{ [k}\Omega; \text{V, mA]}.$$

6. Je-li zadána doba trvání impulsu  $t_2$ , vypočítáme

$$C_2 = \frac{t_2}{0,7R_{B2}} \text{ [GF; s, k}\Omega].$$

a ze zadaného kmitočtu  $f$  vypočítáme dobu  $t_1$  jako rozdíl mezi délkou periody  $T =$

$$= \frac{1}{f} \text{ a dobou } t_2$$

$$t_1 = \frac{1}{f} - t_2 \quad \text{[s; Hz, s]};$$

pro  $t_1$  je potom

$$C_1 = \frac{t_1}{0,7R_{B1}} \quad [\text{GF}; \text{s}, \text{k}\Omega] .$$

7. Zkontrolujeme doby

$$t_4 = 2,3R_{C2}C_1 \quad [\text{s}; \text{k}\Omega, \text{GF}] ,$$

$$t_3 = 2,3R_{C1}C_2 \quad [\text{s}; \text{k}\Omega, \text{GF}] .$$

Je-li některá z dob  $t_3, t_4$  delší než délka celého příslušného intervalu  $t_1$ , popř.  $t_2$ , musíme ji zkrátit – zvolíme menší kolektorový odpor  $R_{C1}$ , popř.  $R_{C2}$ . Musíme potom samozřejmě znovu přepočítat velikosti ostatních parametrů, tj.  $I_{C1}$  ( $I_{C2}$ ),  $I_{B1}$  ( $I_{B2}$ ),  $R_{B1}$  ( $R_{B2}$ ), a  $C_1$  ( $C_2$ ).

*Příklad výpočtu astabilního klopného obvodu*

Máme navrhnout tranzistorový blikáč, osazený křemíkovými tranzistory, se žárovkou 3,5 V/300 mA, která by se rozsvěcela jednou za vteřinu (kmitočet  $f = 1$  Hz) a svítila by vždy po dobu 0,3 s.

Vydeme ze schématu na obr. 63, místo odporu  $R_{C2}$  bude zapojena žárovka  $\checkmark$ . Protože žárovka bude svítit, bude-li otevřen tranzistor  $T_2$ , bude svítit po dobu  $t_1$  podle předcházejícího výkladu. Musí proto platit  $t_1 = 0,3$  s.

1. Vypočítáme napájecí napětí  $U_n$ . Svítí-li žárovka, musí na ní být napětí 3,5 V. Platí proto

$$U_n = U_{\text{imp}} + U_{\text{CES}} = 3,5 + 1 = 4,5 \text{ V}.$$

Saturační napětí mezi kolektorem a emitorem sepnutého tranzistoru jsme odhadli na  $U_{\text{CES}} = 1$  V.

2. Odpor  $R_{C2}$  je odporem použité žárovky. Žárovkou je určen i proud  $I_{C2}$

$$R_{C2} = \frac{U_{\checkmark}}{I_{\checkmark}} = \frac{3,5}{0,3} \doteq 12 \Omega,$$

$$I_{C2} = 0,3 \text{ A}.$$

Jako  $T_2$  musíme vybrat tranzistor s odpovídajícím proudem kolektoru. Zvolíme tranzistor KF507 a předpo-

kládáme (změříme) jeho zesilovací činitel,  $h_{21e} = 50$ .

3. Tranzistor  $T_1$  nemusí spínat tak velký proud; můžeme volit např. KC507. Jeho zesilovací činitel odhadneme (změříme),  $h_{21e} = 150$ . Zvolíme

$$I_{C1} = 10 \text{ mA}$$

a vypočítáme

$$R_{C1} = \frac{U_n - U_{\text{CES}}}{I_{C1}} = \frac{4,5 - 1}{0,01} = 350 \Omega,$$

zaokrouhlíme na nejbližší menší vyráběný odpor

$$R_{C1} = 330 \Omega.$$

4. Zvolíme  $\beta_1 = 75$ ,  $\beta_2 = 25$  a vypočítáme proudy bází obou tranzistorů:

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2} = \frac{0,3}{25} = 0,012 \text{ A} = 12 \text{ mA},$$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} = \frac{0,01}{75} =$$

$$= 0,000133 = 133 \mu\text{A}.$$

5. Vypočítáme odpory v bázích obou tranzistorů. Napětí  $U_{\text{BE}}$  u obou tranzistorů odhadneme na  $U_{\text{BE}} = 0,5$  V.

$$R_{B2} = \frac{U_n - U_{\text{BE}}}{I_{B2}} = \frac{4,5 - 0,5}{0,012} \doteq 333 \Omega,$$

$$R_{B1} = \frac{U_n - U_{\text{BE}}}{I_{B1}} = \frac{4,5 - 0,5}{0,000133} \doteq 30 \text{ k}\Omega.$$

Zvolíme nejbližší menší vyráběné odpory:

$$R_{B2} = 330 \Omega, \quad R_{B1} = 27 \text{ k}\Omega.$$

6. Ze zadané doby  $t_1 = 0,3$  s vypočítáme

$$C_1 = \frac{t_1}{0,7R_{B1}} = \frac{0,3}{0,7 \cdot 27000} \doteq 16 \mu\text{F}.$$

Zvolíme nejbližší větší vyráběný kondenzátor  $C_1 = 20 \mu\text{F}$  a zpětně vypočítáme

$$R_{B1} = \frac{t_1}{0,7C_1} = \frac{0,3}{0,7 \cdot 0,000\ 02} \doteq 21,5\ \text{k}\Omega \doteq 22\ \text{k}\Omega.$$

Dále určíme

$$t_2 = \frac{1}{f} - t_1 = \frac{1}{1} - 0,3 = 0,7\ \text{s}$$

a

$$C_2 = \frac{t_2}{0,7R_{B2}} = \frac{0,7}{0,7 \cdot 330} \doteq 3\ 000\ \mu\text{F}.$$

Kapacitu 3 GF složíme z kondenzátorů 1 GF a 2 GF, které spojíme paralelně.

7. Zkontrolujeme náběhové doby  $t_4$  a  $t_3$ :

$$t_4 = 2,3R_{C2}C_1 = 2,3 \cdot 12 \cdot 0,000\ 02 \doteq 0,55\ \text{ms},$$

$$t_3 = 2,3R_{C1}C_2 = 2,3 \cdot 330 \cdot 0,003 \doteq 2,27\ \text{s}.$$

Vidíme, že čas  $t_3$  je delší, než doba trvání intervalu  $t_1$  (0,3 s) a kondenzátor  $C_2$  by se proto nestačil za dobu  $t_1$  nabít na napětí  $U_n$ . Zkrátila by se tím potom doba  $t_2$  a zvětšil by se kmitočet impulsů. Protože velikost časové konstanty (tvořené kapacitou  $C_2$  a odporem  $R_{B2}$ ) musíme zachovat, nezbyvá než zmenšit kolektorový odpor  $R_{C1}$  a zkrátit tak čas  $t_3$ . Aby se kondenzátor  $C_2$  mohl během doby  $t_1$  nabít na  $U_n$ , musí platit

$$t_3 \leq t_1.$$

Po dosazení do předchozího výrazu pro  $t_3$  dostaneme pro odpor  $R_{C1}$

$$R_{C1} \leq \frac{t_1}{2,3C_2} = \frac{0,3}{2,3 \cdot 0,003} \doteq 43,5\ \Omega.$$

Zvolíme nejbližze menší vyráběný odpor

$$R_{C1} = 39\ \Omega.$$

Nyní přepočítáme ostatní odvozené výsledky:

$$I_{C1} = \frac{U_n - U_{CES}}{R_{C1}} = \frac{4,5 - 1}{39} \doteq 90\ \text{mA};$$

protože se tento proud blíží maximálnímu kolektorovému proudu tranzistoru

KC507 (100 mA, viz katalog), použijeme raději tranzistor KF507. Odhadneme (změříme) jeho zesilovací činitel ( $h_{21e} = 50$ ) a zvolíme proto  $\beta_1 = 25$ . Pak je

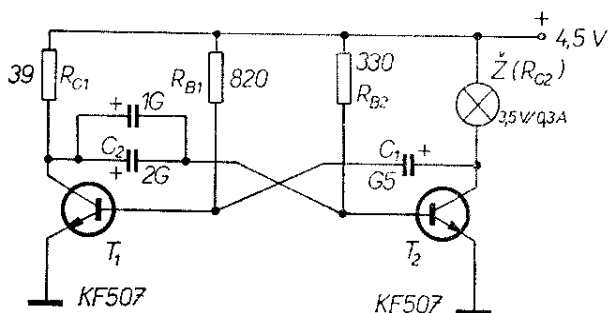
$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} = \frac{90}{25} = 3,6\ \text{mA},$$

$$R_{B1} = \frac{U_n - U_{BE}}{I_{B1}} = \frac{4,5 - 0,5}{0,003\ 6} \doteq 1\ 110\ \Omega, \text{ zvolíme } 1\ \text{k}\Omega,$$

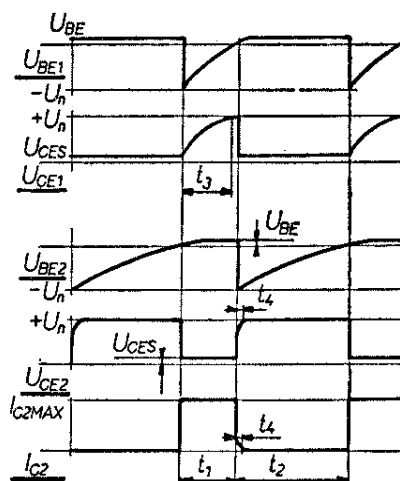
$$C_1 = \frac{t_1}{0,7R_{B1}} = \frac{0,3}{0,7 \cdot 1\ 000} \doteq 429\ \mu\text{F}, \text{ zvolíme } 500\ \mu\text{F};$$

znovu přepočítáme

$$R_{B1} = \frac{t_1}{0,7C_1} = \frac{0,3}{0,7 \cdot 0,000\ 5} \doteq 855\ \Omega, \text{ zvolíme } 820\ \Omega.$$



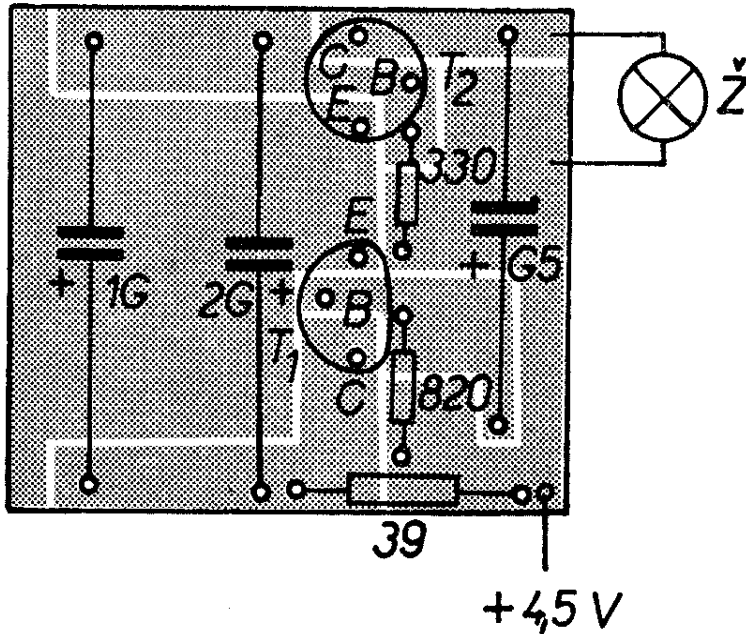
Obr. 67. Navržený astabilní klopný obvod



Obr. 68. Průběh napětí v jednotlivých místech navrženého astabilního klopného obvodu

Tab. 4. Srovnání vypočítaných a naměřených hodnot astabilního multivibrátoru

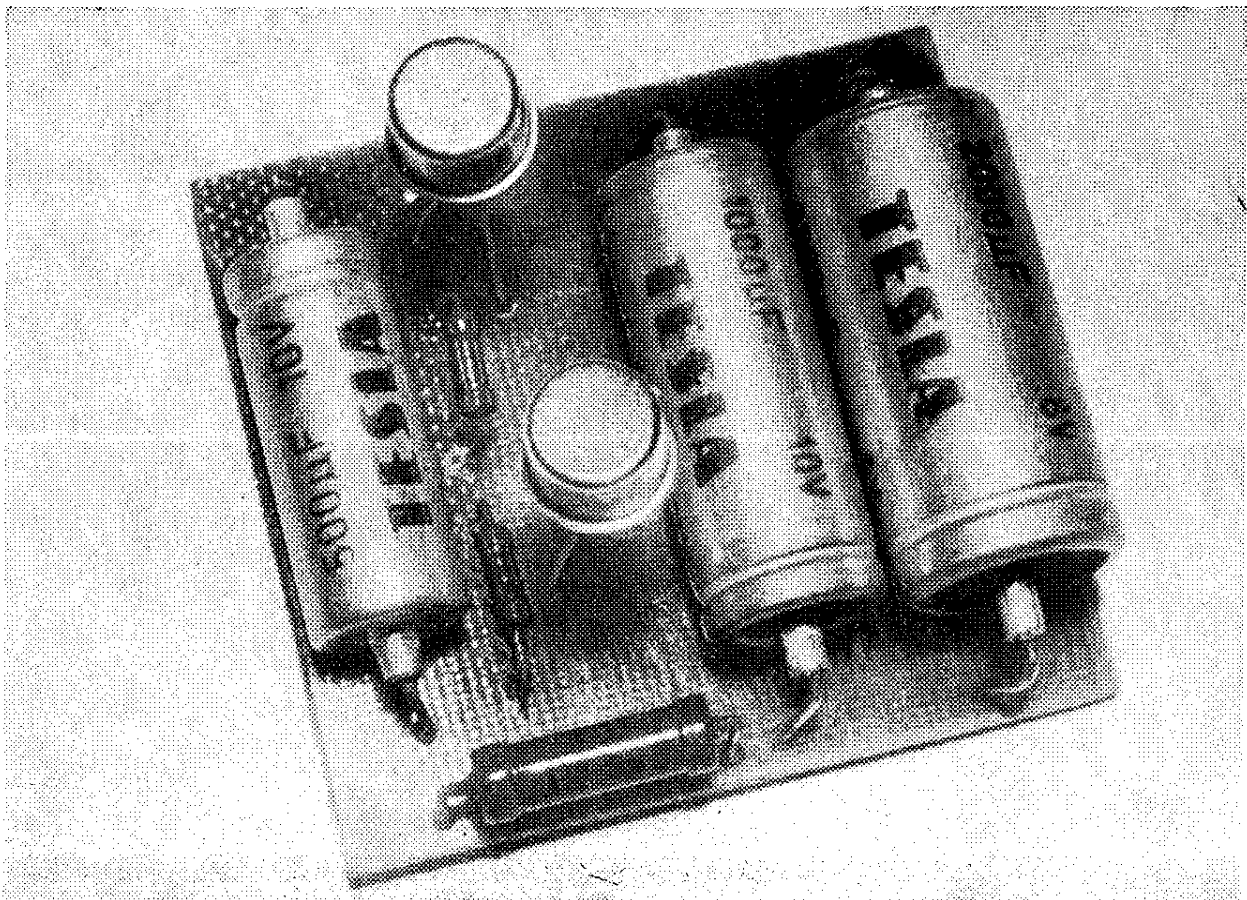
|            | $I_{B1}$ | $I_{C1}$ | $I_{B2}$ | $I_{C2}$ | $f$    |
|------------|----------|----------|----------|----------|--------|
| Vypočítáno | 3,6 mA   | 90 mA    | 12 mA    | 300 mA   | 1 Hz   |
| Naměřeno   | 3,5 mA   | 94 mA    | 13 mA    | 306 mA   | 1,2 Hz |



Znovu zkontrolujem:  $t_4$  ( $= 13,8$  ms) a  $t_3$  ( $= 0,27$  s).

Konečné schéma zapojení blikáče s vypočítanými součástkami je na obr. 67. Vypočítané průběhy napětí jsou na obr. 68. Vychází se z předpokladu, že odpor žárovky je konstantní a nemění se s nažhavením. V tab. 4 je srovnání vypočítaných parametrů blikáče s parametry skutečně naměřenými na zkušební vzorku. Obrázec plošných spojů a rozmístění součástek blikáče je na obr. 69.

Obr. 69. Rozložení součástek na destičce s plošnými spoji navrženého astabilního klopného obvodu (G57)



## Úpravy zapojení astabilních klopných obvodů

Úpravami základního zapojení astabilního klopného obvodu lze zlepšit některé z parametrů.

Jak bylo vidět z výpočtu a posléze z praktického návrhu, nelze volit poměr  $t_1/t_2$  libovolně velký vzhledem k potřebným součástkám a k náběhovým dobám impulsů. Rozborem výpočtu by se dalo odvodit, že pro symetrický multivibrátor (stejně odpory) platí

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{C_2}{C_1} \leq 0,2\beta.$$

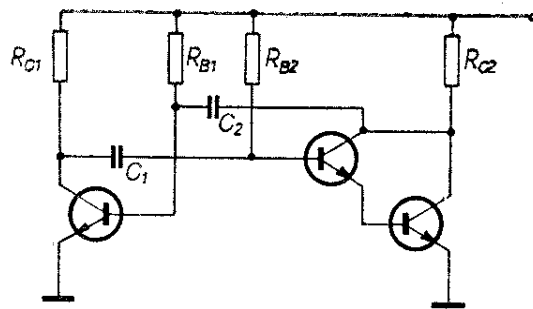
Pro nesymetrické zapojení lze stejným způsobem odvodit, že

$$\frac{t_1}{t_2} = \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^2 = \left(\frac{R_{B2}}{R_{B1}}\right)^2 = \left(\frac{R_{C2}}{R_{C1}}\right)^2 = (0,2\beta)^2.$$

Je patrné, že největší dosažitelný poměr  $t_1/t_2$  je závislý na zesilovacím činiteli tranzistorů. Lze proto použít v jedné (i v obou) větvi obvodu kaskádní spojení tranzistorů – obr. 70. Dosažitelný poměr  $t_1/t_2$  se tím mnohonásobně zvětší.

Mnoha různými způsoby lze základní obvod upravit tak, aby se zlepšil tvar výstupních impulsů, tj. aby se zkrátily náběhové doby  $t_3$  a  $t_4$ . Odebíráme-li impulsy pouze z jednoho výstupu (většinou), je z hlediska tvaru impulsů výhodnější nesymetrické zapojení obvodu. Jeden ze způsobů, jak zlepšit tvar výstupních impulsů, je na obr. 71. Rozdělením kolektorových obvodů se zmenší původní časové konstanty, určující časy  $t_3$  a  $t_4$ , z  $R_{C1}C_2$  ( $R_{C1} = R'_{C1} + R''_{C1}$ ) na  $R''_{C1}C_2$ , popř. z  $R_{C2}C_1$  na  $R''_{C2}C_1$ .

Zapojení na obr. 72 umožňuje synchronizovat kmitočet multivibrátoru vnějšími synchronizačními impulsy, přiváděnými na vstup A. Diody  $D_1$ ,  $D_2$  spolu s odpory  $R_1$ ,  $R_2$  zajišťují, že kladný synchronizační impuls projde vždy na bázi zavřeného tranzistoru. Je-li např. zavřen tranzistor  $T_2$ , na jeho kolektoru je kladné napětí ( $= U_n$ ), které přes odpor  $R_2$  polarizuje diodu  $D_2$  v propustném směru. Vstupní kladný impuls tedy touto diodou projde. Na kolektoru  $T_1$

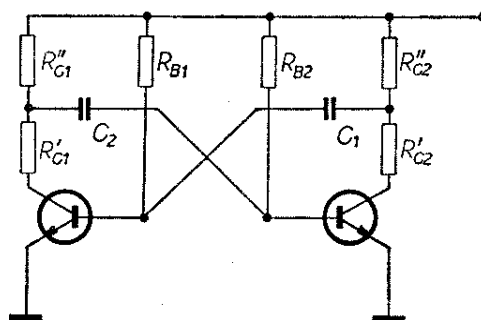


Obr. 70. Zapojení astabilního klopného obvodu s velkým poměrem  $t_2/t_1$

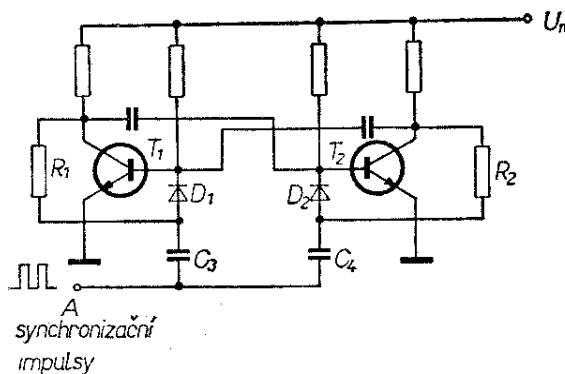
je nulové napětí, dioda  $D_1$  je anodou (přes odpor  $R_1$  a tranzistor  $T_1$ ) připojena k zemi. Její anoda je tedy zápornější než katoda a dioda je polarizována v závěrném směru – žádný impuls neprojde.

Na obr. 73 je multivibrátor, jehož kmitočet je řízen a stabilizován krystalem X.

Na obr. 74 je astabilní klopný obvod s emitorovou vazbou. Výstupní impulsy



Obr. 71. Astabilní klopný obvod se strmými hranami impulsů

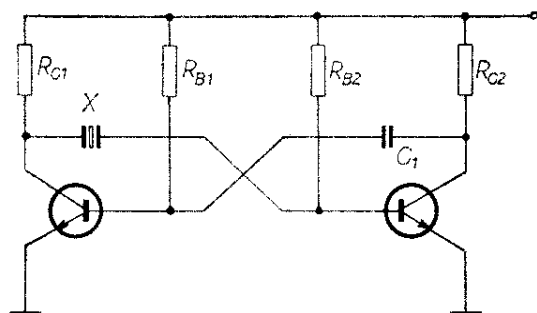


Obr. 72. Synchronizace kmitočtu astabilního klopného obvodu

Tab. 5. Závislost kmitočtu multivibrátoru 1 kHz na napájecím napětí

| Napětí   | 3 V      | 4,5 V | 6 V    | 9 V    | 12 V   |
|----------|----------|-------|--------|--------|--------|
| Kmitočet | 1 200 Hz | 1 kHz | 865 Hz | 800 Hz | 750 Hz |

Obr. 73. Řízení kmitočtu astabilního klopného obvodu krystalem

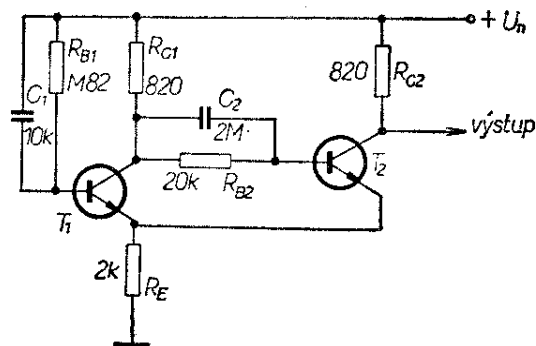


mají velmi dobrý obdélníkový tvar. Poměr  $t_1/t_2$  se může měnit ve velkém rozsahu změnou odporu  $R_{B1}$ , kmitočet změnou kapacity  $C_1$  při konstantním poměru  $t_1/t_2$ . Výhodou zapojení je i možnost dosáhnout symetrických i nesymetrických impulsů s velmi nízkým kmitočtem –  $t_1$  i  $t_2$  řádu desítek vteřin; pro součástky na obr. 74 je kmitočet impulsů 1 kHz.

Podrobnější rozbor uvedených obvodů a větší počet různých úprav nalezne zájemce v literatuře.

### Nízkofrekvenční bzučák

Astabilní multivibrátor má mnoho různých použití, např. i jako zdroj impulsů a signálů různých kmitočtů. Jed-

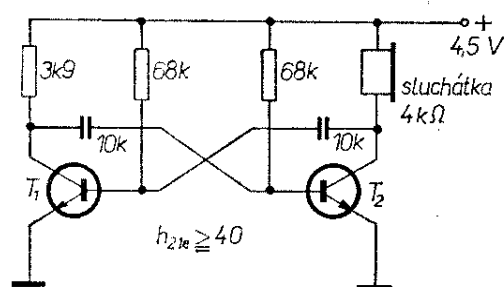


Obr. 74. Astabilní klopný obvod s velkým poměrem  $t_2/t_1$

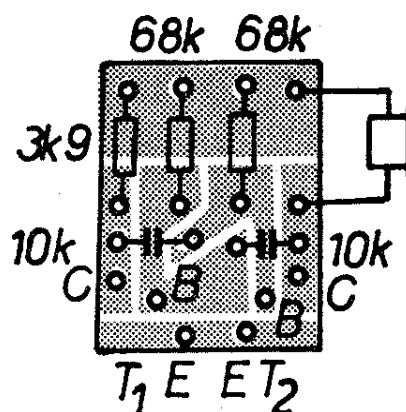
ním z nich je i jednoduchý bzučák, který může sloužit k nácvičku telegrafních značek, ke zkoušení nf částí přijímačů, k signalizaci apod.

Pro kmitočet 1 kHz,  $R_{C2} = 4\,000\ \Omega$  (sluchátka), napájecí napětí 4,5 V a libovolné germaniové tranzistory, jejichž  $h_{21e} \geq 40$ , byly vypočítány hodnoty součástek, vepsané ve schématu bzučáku na obr. 75.

Obrazec plošných spojů a rozmístění součástek je na obr. 76, závislost elektrických parametrů bzučáku na napájecím napětí je v tab. 5.



Obr. 75. Astabilní multivibrátor 1 kHz

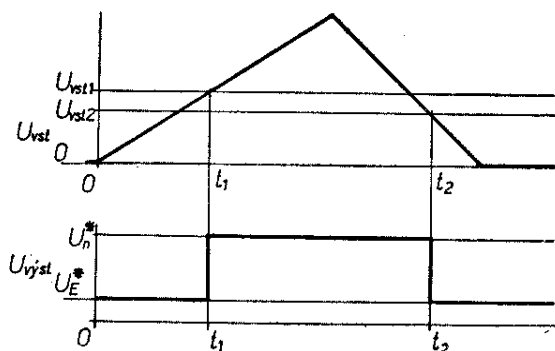


Obr. 76. Rozložení součástek na destičce s plošnými spoji astabilního multivibrátoru 1 kHz (G58)

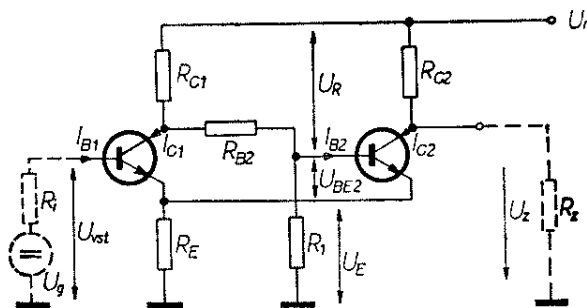
## Schmittův klopný obvod

Tento obvod je odvozen z monostabilního klopného obvodu. Má rovněž jeden stabilní stav; do druhého – nestabilního – stavu přechází pouze po dobu trvání vstupního impulsu, přesněji řečeno po dobu, kdy je vstupní signál větší, než určitá stanovená mez. Průběh vstupního napětí v závislosti na vstupním signálu je na obr. 77.

Základní zapojení Schmittova obvodu je na obr. 78. V klidovém stavu je tranzistor  $T_1$  uzavřen. Na odporu  $R_1$  děliče  $R_{C1}R_{B2}R_1$  vznikne takové napětí, které zabezpečí, že tranzistor  $T_2$  bude ve vodivém stavu v oblasti nasycení. Kolektorový proud  $I_{C2}$  i proud báze  $I_{B2}$  protékají společným emitorovým odporem  $R_E$  a vytvářejí na něm úbytek  $U_E$ . Tím je kladné napětí i na emitoru  $T_1$  (proti bázi) a tranzistor  $T_1$  je lépe uzavřen. Nyní přivedeme na bázi  $T_1$  signál



Obr. 77. Závislost výstupního napětí na vstupním Schmittova klopného obvodu



Obr. 78. Základní zapojení Schmittova klopného obvodu

(kladné napětí)  $U_{vst}$  a pomalu ho zvětšujeme; dokud vstupní signál nedosáhne velikosti rovnající se součtu napětí  $U_E$  a  $U_{BE}$ , stav obvodu se nemění. Jakmile této hranice dosáhne (na obr. 78 je označena  $U_{vst1}$ ), uvede se tranzistor  $T_1$  do vodivého stavu, zmenší se napětí na jeho kolektoru a tím i na odporu  $R_1$ , zmenší se i proud  $I_{B2}$  a tím i proud  $I_{C2}$ . Tím se zmenší i  $U_E$  a to má za následek větší kladné předpětí  $T_1$  a další zvětšení jeho kolektorového proudu. Tranzistor  $T_1$  se tedy velmi rychle lavinovitým pochodem dostane do nasyceného stavu. Báze  $T_2$  je připojena přes odpor  $R_{B2}$  a tranzistor  $T_1$  na napětí  $U_E$  – protože na emitoru  $T_2$  je stejné napětí, tranzistor  $T_2$  je uzavřen. Tento stav trvá tak dlouho, dokud je vstupní signál dostatečně velký. Budeme-li vstupní signál zmenšovat, nebude se měnit stav obvodu dotud, dokud bude větší, než součet nynějšího úbytku na  $R_E$  a  $U_{BE}$ . Úbytek na  $R_E$  je určen součtem kolektorového proudu a proudu báze  $T_1$ . Protože proud  $I_{C1}$  může být obecně jiný než  $I_{C2}$ , může být jiný i úbytek a budou se proto lišit hranice překlopení obvodu při zvětšování a zmenšování signálu  $U_{vst}$ . Rozdíl mezi maximem a minimem vstupního signálu ( $U_{vst1} - U_{vst2}$ ) nazýváme hysterezí obvodu. Hystereze je závislá na součástkách obvodu a na zvoleném kolektorovém proudu  $I_{C1}$ ; nemůže být nikdy nulová, napětí  $U_{vst2}$  bude vždy menší než  $U_{vst1}$ .

Zmenší-li se napětí  $U_{vst}$  vstupního signálu pod mezní velikost  $U_{vst2}$ , tranzistor  $T_1$  se uzavře, napětí na jeho kolektoru se zvětší, napětí na bázi  $T_2$  otevře tranzistor  $T_2$  a jeho kolektorový proud  $I_{C2}$  úbytkem na  $R_E$  dokonale uzavře  $T_1$ . Celý pochod proběhne opět lavinovitě, a tedy velmi rychle.

Z funkce obvodu a ze závislosti výstupního napětí na vstupním vyplývají dvě nejčastější použití Schmittova obvodu: tvarovač při přeměně různých průběhů impulsů na obdélníkovité a indikátor úrovně (signalizuje dosažení nebo zmenšení určitého napětí apod.).



### Výpočet Schmittova obvodu

Při výpočtu vycházíme z daného napájecího napětí, popř. požadovaného výstupního napětí, z údajů napětí  $U_{vst1}$  a  $U_{vst2}$ , při nichž má obvod přecházet z jednoho stavu do druhého a z velikosti zbytkového napětí báze-emitor použitých tranzistorů. Při výpočtu vycházíme ze základního schématu na obr. 78.

Zvolíme kolektorový odpor  $R_{C2}$  (stejně jako u monostabilního obvodu) alespoň desetkrát menší, než je předpokládaný zatěžovací odpor  $R_z$

$$R_{C2} \leq \frac{R_z}{10}.$$

Vypočítáme potřebný úbytek na emitorovém odporu  $R_E$  jako rozdíl

$$U_E = U_{vst1} - U_{BE}.$$

Dále stanovíme z náhradního schématu na obr. 79a kolektorový proud  $I_{C2}$  tranzistoru  $T_2$

$$I_{C2} \doteq \frac{U_n - U_E}{R_{C2}},$$

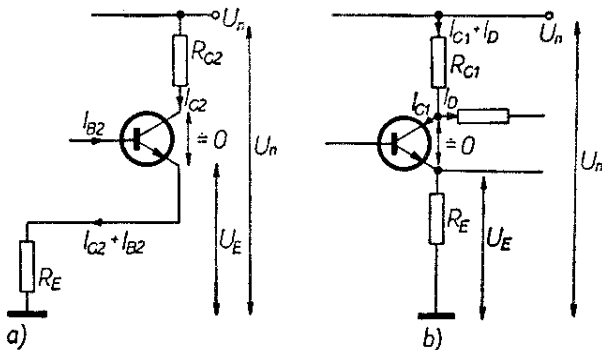
a z vypočítaných údajů určíme

$$R_E = \frac{U_E}{I_{C2} + I_{B2}}; \text{ při } I_{B2} \ll I_{C2}$$

$$\text{je } R_E \doteq \frac{U_E}{I_{C2}}.$$

Proud báze je vázán s kolektorovým proudem již známým vztahem

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}, \text{ takže } I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta}.$$



Obr. 79. K výpočtu Schmittova klopného obvodu

Proud odporovým děličem  $R_{C1}R_{B2}R_1$  zvolíme pět až desetkrát větší, než je vypočítaný proud báze  $I_{B2}$

$$I_D = (5 \text{ až } 10)I_{B2}.$$

Nyní určíme potřebný úbytek na odporu  $R_E$  v nestabilním stavu, tj. při  $T_1$  ve vodivém stavu. Vycházíme ze zadané dolní hranice vstupního napětí  $U_{vst2}$ ; toto napětí se rovná součtu napětí  $U_{BE}$  a napětí na emitorovém odporu  $U'_E$ . Z toho

$$U'_E = U_{vst2} - U_{BE}.$$

Protože úbytek  $U'_E$  vzniká na odporu  $R_E$  průtokem proudů  $I_{C1}$  a  $I_{B1}$ , platí, že

$$I_{C1} = \frac{U'_E}{R_E} - I_{B1}; \text{ pro } I_{B1} \ll I_{C1}$$

$$\text{je } I_{C1} \doteq \frac{U'_E}{R_E}.$$

Kolektorovým odporem  $R_{C1}$  prochází kromě kolektorového proudu  $I_{C1}$  také proud děliče  $I_D$ . Úbytek na tomto odporu (jak je patrné z obr. 79b) je  $U_n - U_E$ , a pro  $R_{C1}$  tedy platí

$$R_{C1} = \frac{U_n - U_E}{I_{C1} + I_D}.$$

Jak vyplývá ze schématu (obr. 78), je v klidovém stavu při uzavřeném  $T_1$  na odporech  $R_{C1}$  a  $R_{B2}$  napětí

$$U_R = U_n - U_E - U_{BE},$$

toto napětí je dáno průtokem proudu  $I_D$  odpory  $R_{C1}$  a  $R_{B2}$

$$U_R = (R_{C1} + R_{B2})I_D.$$

Sloučením obou rovnic dostaneme

$$U_n - U_E - U_{BE} = (R_{C1} + R_{B2})I_D$$

a úpravou

$$R_{B2} = \frac{U_n - U_E - U_{BE}}{I_D} - R_{C1}.$$

Odporem  $R_1$  bude protékat rozdíl proudů  $I_D$  a  $I_{B2}$ . Ze schématu je patrné, že na odporu  $R_1$  musí být napětí  $U_E + U_{BE}$ . Pro odpor  $R_1$  tedy platí

$$R_1 = \frac{U_E + U_{BE}}{I_D - I_{B2}}.$$

Tím jsme určili všechny součástky zapojení. Nyní ještě musíme uvážit vliv vnitřního odporu zdroje vstupního napětí  $U_{vst}$ . Uvažujeme-li ideální zdroj napětí, je jeho vnitřní odpor nulový a na bázi  $T_1$  bude napětí zdroje. Připustíme-li vnitřní odpor  $R_i$ , vznikne na něm průtokem proudu báze úbytek napětí a napětí  $U_{vst}$  na bázi tranzistoru  $T_1$  bude o tento úbytek menší, než je napětí zdroje  $U_g$ . Pro praktický výpočet proto musíme zjistit proud báze  $I_{B1}$  tranzistoru  $T_1$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta}.$$

Potřebné napětí zdroje naprázdno potom musí být

$$U_g = U_{vst} + R_i I_{B1}.$$

Celý výpočet nyní opět shrneme do základních kroků.

#### Výpočet Schmittova klopného obvodu

1. Stanovíme

$$R_{C2} \leq \frac{R_z}{10}.$$

2. Vypočítáme  $U_E = U_{vst1} - U_{BE}$

$$\text{a } I_{C2} = \frac{U_n - U_E}{R_{C2}}.$$

3. Za předpokladu, že  $I_{B2} \ll I_{C2}$ , určíme

$$R_E \doteq \frac{U_E}{I_{C2}}.$$

4. Zvolíme proud děličem

$$I_D = (5 \text{ až } 10) I_{B2} = (5 \text{ až } 10) \frac{I_{C2}}{\beta}.$$

5. Za předpokladu, že  $I_{B1} \ll I_{C1}$ , vypočítáme

$$I_{C1} = \frac{U_{vst2} - U_{BE}}{R_E}.$$

6. Vypočítáme

$$R_{C1} = \frac{U_n - U_E}{I_{C1} + I_D}.$$

7. Vypočítáme zbývající dva odpory děliče

$$R_{B2} = \frac{U_n - U_E - U_{BE}}{I_D} - R_{C1}$$

$$\text{a } R_{B1} = \frac{U_E + U_{BE}}{I_D - I_{B2}}.$$

8. Určíme potřebné napětí naprázdno zdroje vstupního signálu

$$U_g = U_{vst} + R_i I_{B1},$$

$$\text{kde } I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta}.$$

#### Příklad výpočtu

Máme navrhnout obvod, který bude zajišťovat trvalé dobíjení akumulátoru 12 V. Při zmenšení napětí akumulátoru pod 11 V připojí akumulátor k nabíječi a odpojí ho po nabití na 13 V. Ovládací obvod má být galvanicky oddělen od nabíjecího obvodu a bude napájen napětím 6 V. Budou použity křemíkové tranzistory.

Z podmínky galvanického oddělení ovládacího a nabíjecího obvodu vyplývá nutnost použít k připojování akumulátoru k nabíječi elektromagnetické relé. Použijeme relé, které spíná při proudu 35 mA a má odpor vinutí 100  $\Omega$ .

Relé má sepnout, je-li vstupní napětí menší než 11 V, tj. v klidovém stavu ovládacího obvodu. Protože u Schmittova obvodu je v klidovém stavu sepnut tranzistor  $T_2$ , zapojíme relé místo kolektorového odporu  $R_{C2}$ .

Vzhledem k tomu, že napájecí napětí je pouze 6 V, nemůžeme pracovat přímo se vstupními napětími 11 a 13 V. Musíme je zmenšit odporovým děličem. Zvolíme dělicí poměr 4 : 1; napětí 13 V bude potom odpovídat  $U_{vst1} = 3,25$  V, napětí 11 V  $U_{vst2} = 2,75$  V.

Výpočet začneme stanovením odporu  $R_{C2}$ . Je dán odporem vinutí relé.

1.  $R_{C2} = 100 \Omega$ .

2.  $U_E = U_{vst1} - U_{BE} = 3,25 - 0,7 = 2,55$  V.

$U_{BE}$  jsme zvolili 0,7 V, což je obvyklé u většiny křemíkových tranzistorů.

$$I_{C2} = \frac{U_n - U_E}{R_{C2}} = \frac{6 - 2,55}{100} = 34,5 \text{ mA}.$$

$$3. R_E = \frac{U_E}{I_{C2}} = \frac{2,55}{34,5} \doteq 74 \Omega.$$

Odpor získáme zapojením dvou odporů 150  $\Omega$  paralelně.

$$4. I_D = (5 \text{ až } 10) \frac{I_{C2}}{\beta} = (5 \text{ až } 10) \frac{34,5}{50},$$

zvolíme  $I_D = 4 \text{ mA}$ .

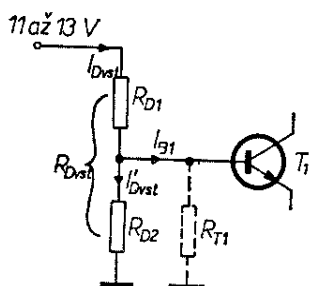
Předpokládáme proudový zesilovací činitel obou tranzistorů  $\beta = 50$ .

$$5. I_{C1} = \frac{U_{vst2} - U_{BE}}{R_E} = \frac{2,75 - 0,7}{75} \doteq 27,3 \text{ mA}.$$

$$6. R_{C1} = \frac{U_n - U_E}{I_{C1} + I} = \frac{3,45}{27,3 + 4} = 1,1 \text{ k}\Omega.$$

Odpor získáme zapojením dvou odporů 2,2 k $\Omega$  paralelně.

$$7. R_{B2} = \frac{U_n - U_E - U_{BE}}{I_D} = \frac{6 - 2,55 - 0,7}{4} \doteq 680 \Omega,$$



Obr. 80. K praktickému příkladu návrhu Schmittova obvodu

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{34,5}{50} = 0,69 \text{ mA},$$

$$R_1 = \frac{U_E + U_{BE}}{I_D - I_{B2}} = \frac{3,25}{4 - 0,69} \doteq 1 \text{ k}\Omega.$$

Zbývá návrh děliče vstupního napětí v poměru 1 : 4 (obr. 80). Proud děličem zvolíme

$$I_{Dvst} \geq 10 I_{B1}.$$

Vypočítáme

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{27,3}{50} \doteq 0,55 \text{ mA},$$

z toho

$$I_{Dvst} = \geq 5,5 \text{ mA}.$$

Protože napětí na děliči je 11 až 13 V, budeme počítat s nejmenším napětím, tj. 11 V. Odpor děliče  $R_D$  potom bude

$$R_D \leq \frac{11}{5,5} = 2 \text{ k}\Omega.$$

Při zmenšování vstupního napětí, tj. při odpojení akumulátoru od nabíječe, teče bází  $T_1$  proud  $I_{B1}$  a při výpočtu děliče musíme vzít v úvahu zdánlivý stejnosměrný odpor tranzistoru  $R_{T1}$ , který je připojen paralelně k odporu  $R_{D2}$  děliče. Pro napětí, při němž má dojít k překlopení, tj. při  $U_{vst2}$  je tento odpor

$$R_{T1} = \frac{U_{vst2}}{I_{B1}} = \frac{2,75}{0,55} = 5 \text{ k}\Omega.$$

Se zřetelem k dělicímu poměru 4 : 1 a k podmínce  $R_D \leq 2 \text{ k}\Omega$  zvolíme

$$R_{D2} = 470 \Omega.$$

Výsledný odpor paralelního spojení  $R_{D2}$  a  $R_{T1}$  bude

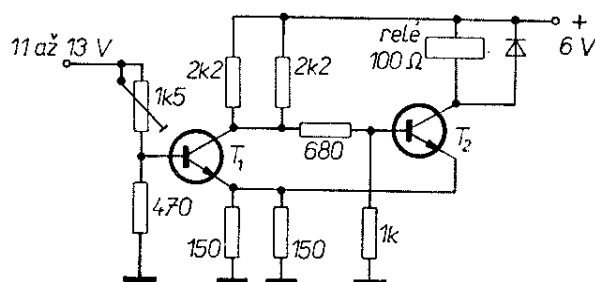
$$R'_{D2} = \frac{R_{D2} R_{T1}}{R_{D2} + R_{T1}} = 430 \Omega.$$

Má-li být na bází přesně čtvrtina napětí akumulátoru, musí pro  $R_{D1}$  platit

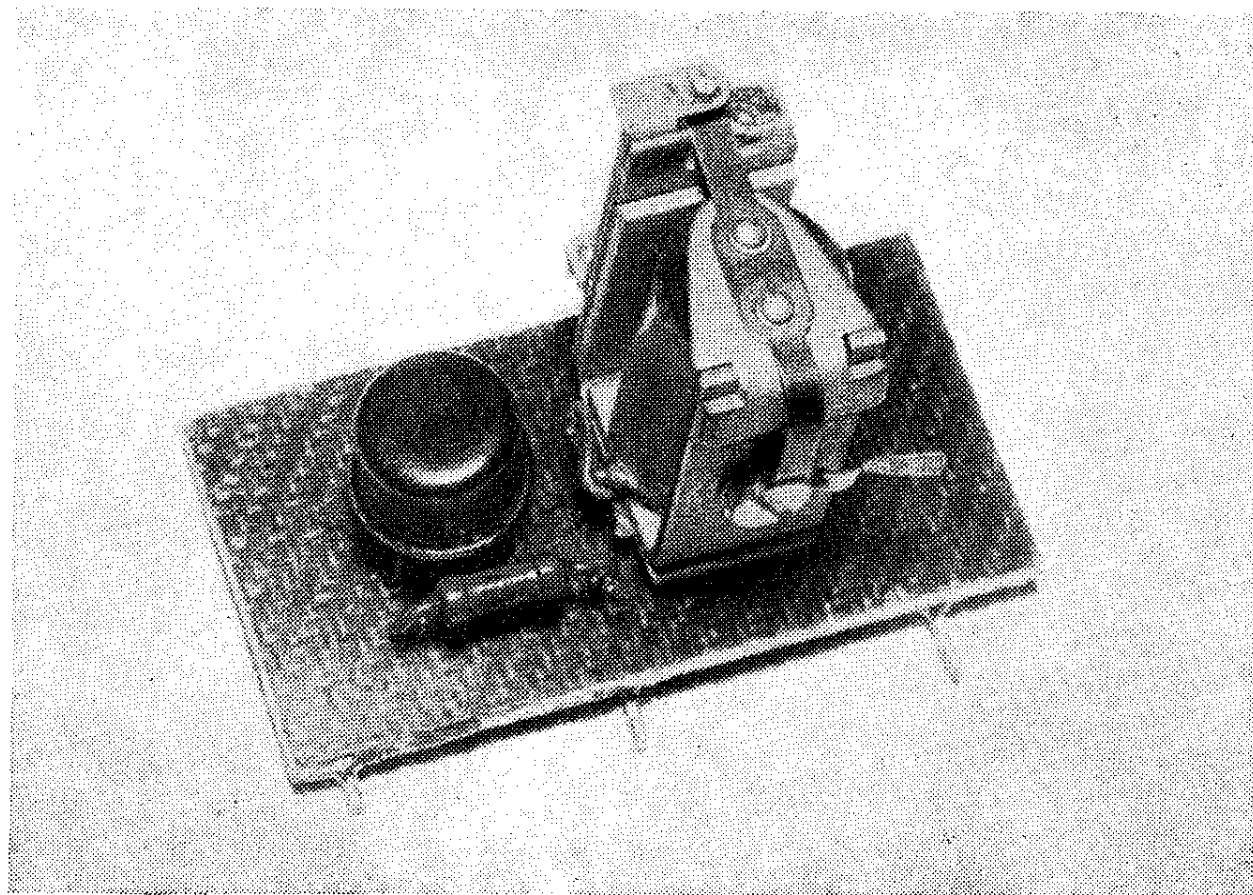
$$R_{D1} = 3R'_{D2} = 3 \cdot 430 = 1290 \Omega.$$

Použijeme odporový trimr 1,5 k $\Omega$  a požadovaný odpor přesně nastavíme při zkoušení funkce celého obvodu.

V zapojení můžeme použít libovolné křemíkové tranzistory, jejichž proudový zesilovací činitel na hranici nasycení je alespoň  $\beta = 50$ . Celkové schéma zapojení navrženého obvodu s hodnotami součástek je na obr. 81.



Obr. 81. Navržený Schmittův klopný obvod



Příklad řešení tranzistorového spínače s miniaturním relé

#### Základní literatura o polovodičových spínacích obvodech

Budínský, J.: Technika tranzistorových spínacích obvodů.  
SNTL: Praha 1963.

Čermák, J.; Navrátil, J.: Tranzistorová technika. SNTL: Praha 1967.

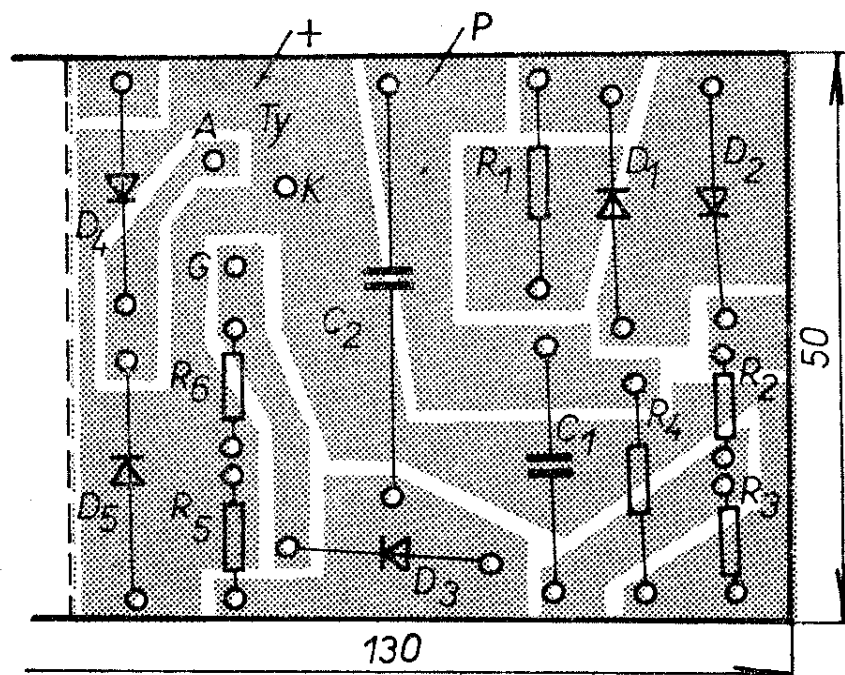
Heřman, J.: Bezkontaktní spínání. SNTL – ALFA: Praha 1971.

Uhlíř, J.; Slípka, J.: Polovodičové impulsové a spínací obvody.  
SNTL: Praha 1972.

Šurina, T.: Impulsové zesilovače a obvody. SNTL: Praha 1972.

Lukeš, J.: Obvody s polovodičovými diodami. SNTL: Praha 1965.



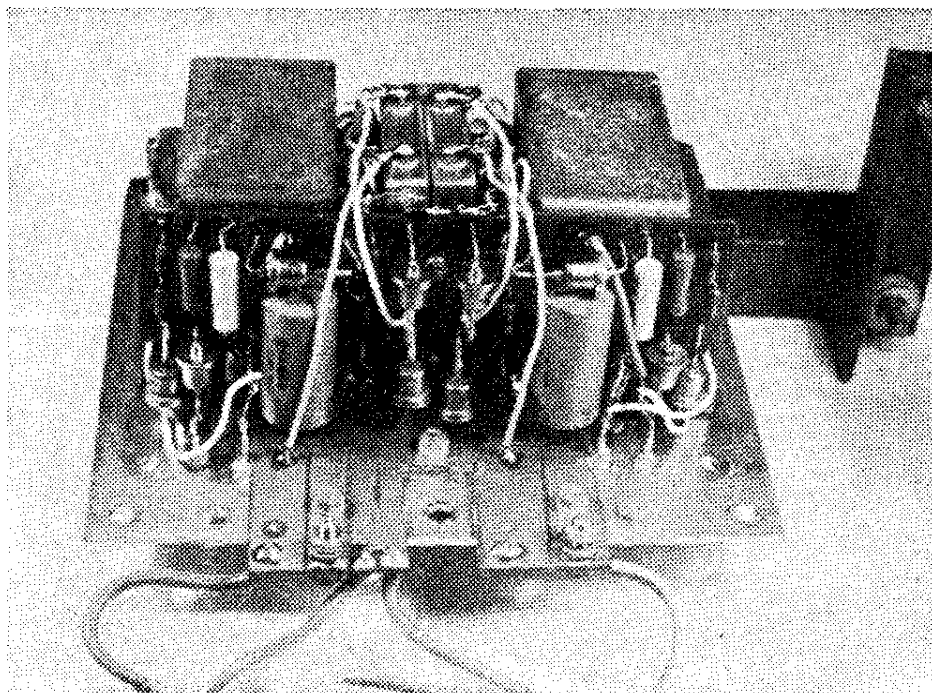


Obr. 2. Deska s plošnými spoji (G59)

na vstupy  $P$ . Odpovídající výstupy  $V$  se spojí s volnými vývody cívek. Při poruše je tedy možno velmi jednoduchým způsobem přepojit zapalování do původního stavu.

### Uvedení do chodu

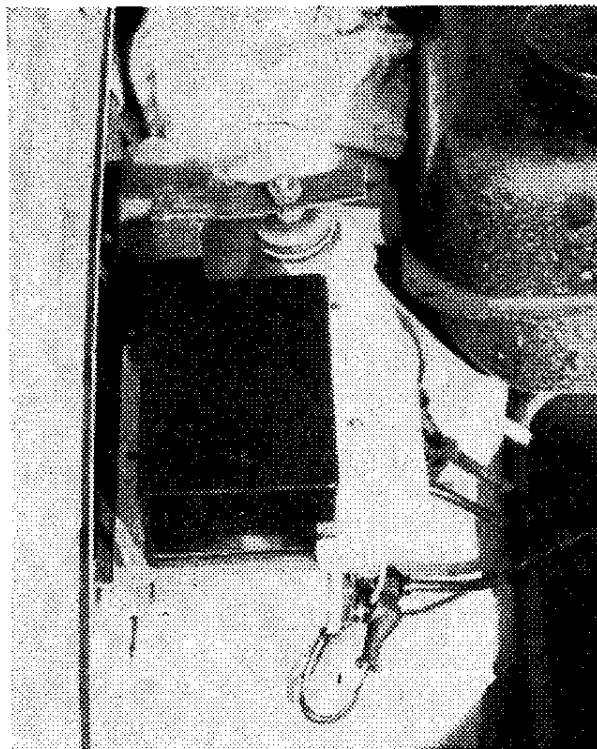
Zapojení odzkoušíme při napájení z ploché baterie. Připojíme zapalovací cívku a na jejím sekundárním vývodu



Obr. 3. Uspořádání součástek

můžeme udělat přeskokovou vzdálenost pro jiskru asi 1 mm. Při spojení vývodu  $P$  se záporným pólem baterie by se měl kondenzátor  $C$  nabít asi na 80 V; při rozpojení se kondenzátor  $C$  vybije do zapalovací cívky. Správnou polaritu vinutí  $L_1$  vzhledem k  $L_2$  zjistíme tak, že šroubovákem spojíme diodu  $D_1$  nakrátko a kontrolujeme, kmitá-li tranzistor. Nekmitá-li, přehodíme vývody např.  $L_1$ . Pak zkusíme, nabíjí-li se při spojení vývodu  $P$  se záporným pólem kondenzátor  $C$ . Nenabíjí-li se, přehodíme vývody vinutí  $L_3$ . Napájíme-li zapalování po této zkoušce z akumulátoru, měl by se kondenzátor  $C$  nabíjet na 300 až 350 V. Napětí upravíme změnou počtu závitů vinutí v bázi. Odpor  $R_2$  nastavíme tak, aby bylo možno tranzistor sepnout ještě při napětí 3,5 V.

*Ing. Lubomír Spurný*



*Obr. 4. Umístění v autě*

## DODATEK K RK 5/73 (OBVOD AUTOMATICKÉHO LADĚNÍ)

Na obr. 78 je zapojení napájecí části. Vzhledem k malému odběru proudu vystačíme z jednocestným usměrněním. Střídavé napětí ze sekundárního vinutí síťového transformátoru (21 až 22 V) je usměrněno jednak diodou  $D_{51}$ , a jednak diodou  $D_{52}$ . V prvním případě získáme usměrněné napětí kladné polarity, ve druhém záporné polarity. Kladné napětí je použito k napájení obvodu automatického ladění a k napájení stereo-fonního dekodéru. Záporné napětí je rozvětveno do dvou částí. Část, která je elektronicky stabilizována (tranzistory  $T_{52}$  a  $T_{53}$ ), slouží pouze k napájení obvodu automatického ladění. Druhá část, stabilizovaná Zenerovou diodou  $D_{54}$ , je použita k napájení vstupních jednotek. Potřebné napětí získáme volbou srážecího odporu  $R_{59}$ . Ze společného bodu odporů  $R_{54}$  a  $R_{55}$  můžeme přes vhodný srážecí odpor napájet i mezifrekvenční zesilovač tuneru. Uvedený zdroj byl také skutečně použit k napájení celého tuneru VKV včetně obvodu automatického ladění.

Součástky obvodu automatického ladění a napájecí části jsou na jedné desce s plošnými spoji (obr. 79). Zemní vodiče automatiky a napájecí části na desce nejsou a je nutné je propojit buď drátem na desce s plošnými spoji, nebo po případě v některém jiném vhodném místě. V popisovaném vzorku bylo propojení uskutečněno drátovým můstkem přímo na desce s plošnými spoji. Napěťový limiter a odpor  $R_1$  jsou připájeny na mř zesilovači, podobně jako určovací obvod.

Deska s obvodem automatiky a napájecího zdroje je připevněna do jednotkového rámečku Aritma. Celý tuner, v němž jsou umístěny popisované obvody, byl po mechanické stránce řešen právě pomocí uvedených rámečků.

Veškeré použité elektrické součástky jsou obvyklého druhu, který je k dostání v maloobchodní síti. Obvod automatického ladění byl postaven jednak se zahraničními tranzistory, jednak s tranzistory TESLA. Oba vzorky pracovaly naprosto shodně. U tranzistorů typu

KF517 je vhodné vybrat kusy s co největším zesilovacím činitelem.

Popisovaný vzorek byl určen k ladění vstupní jednotky, která má záporné ladící napětí. To je také důvod, proč je v zapojení tolik tranzistorů p-n-p. Pokud bude obvod pracovat ve spojení se vstupní jednotkou, která má kladné ladící napětí, budou mít všechny tranzistory opačnou polaritu (n-p-n). Jak je patrné, bude v této druhé verzi tranzistorů p-n-p méně.

Při oživení a nastavení je nejlépe postupovat následujícím způsobem:

Nejprve ověříme funkci napájecího zdroje. Přeměříme příslušná napájecí napětí a trimrem  $R_{65}$  nastavíme výstupní napětí stabilizovaného zdroje  $-16$  V.

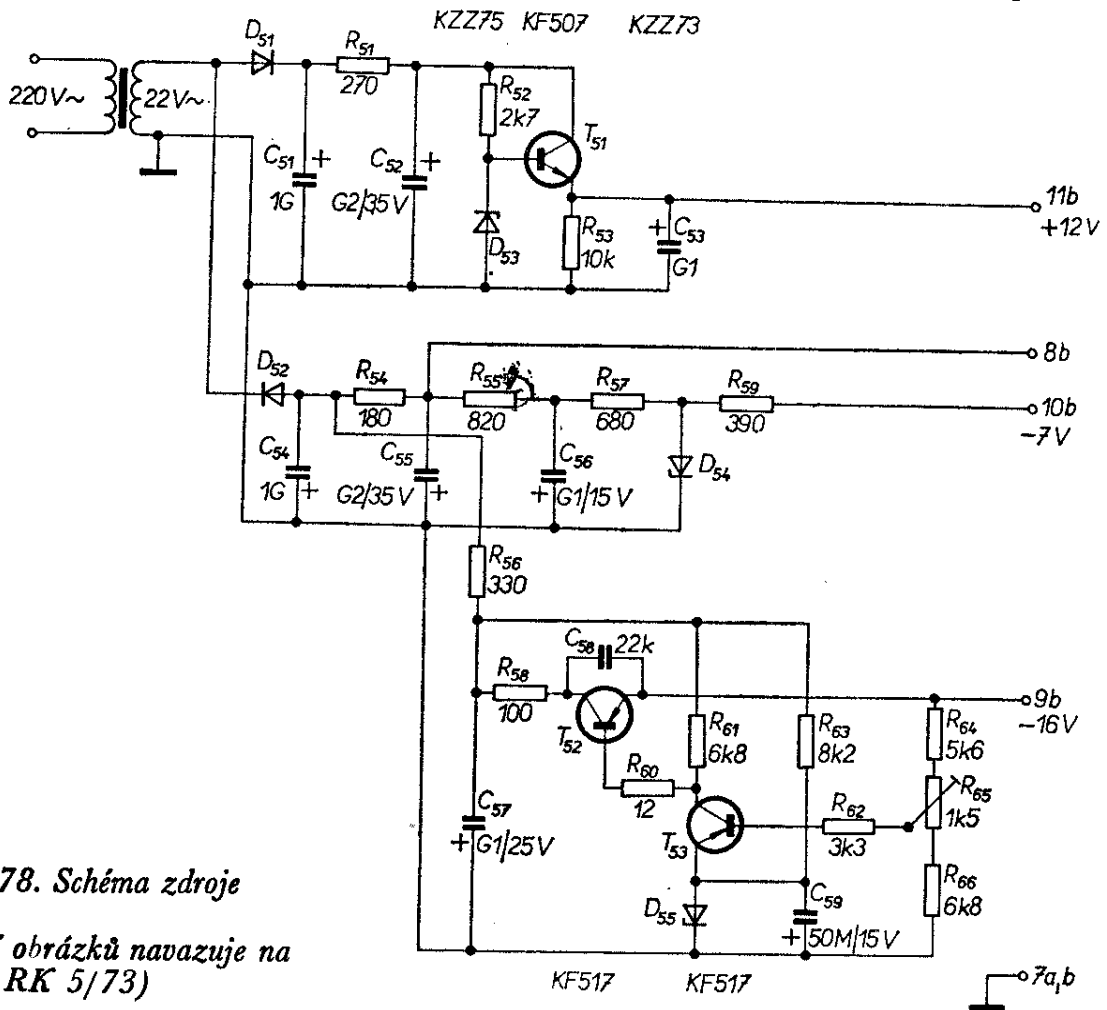
Dále přemístíme běžec trimru  $R_{16}$  k uzemněnému konci odporové dráhy a přepínač v bázi  $T_{12}$  přepneme do polohy, v níž je báze napájena ze záporné větve přes odpor  $R_{31}$  (je vyřazen obvod rychlého přeladování).

Dokonale nastavíme obvod ve spojení s tunerem, u něhož při nastavování odpojíme anténu.

Překontrolujeme napětí na odporu  $R_9$  (proti zemi) – má být přibližně  $-12$  V.

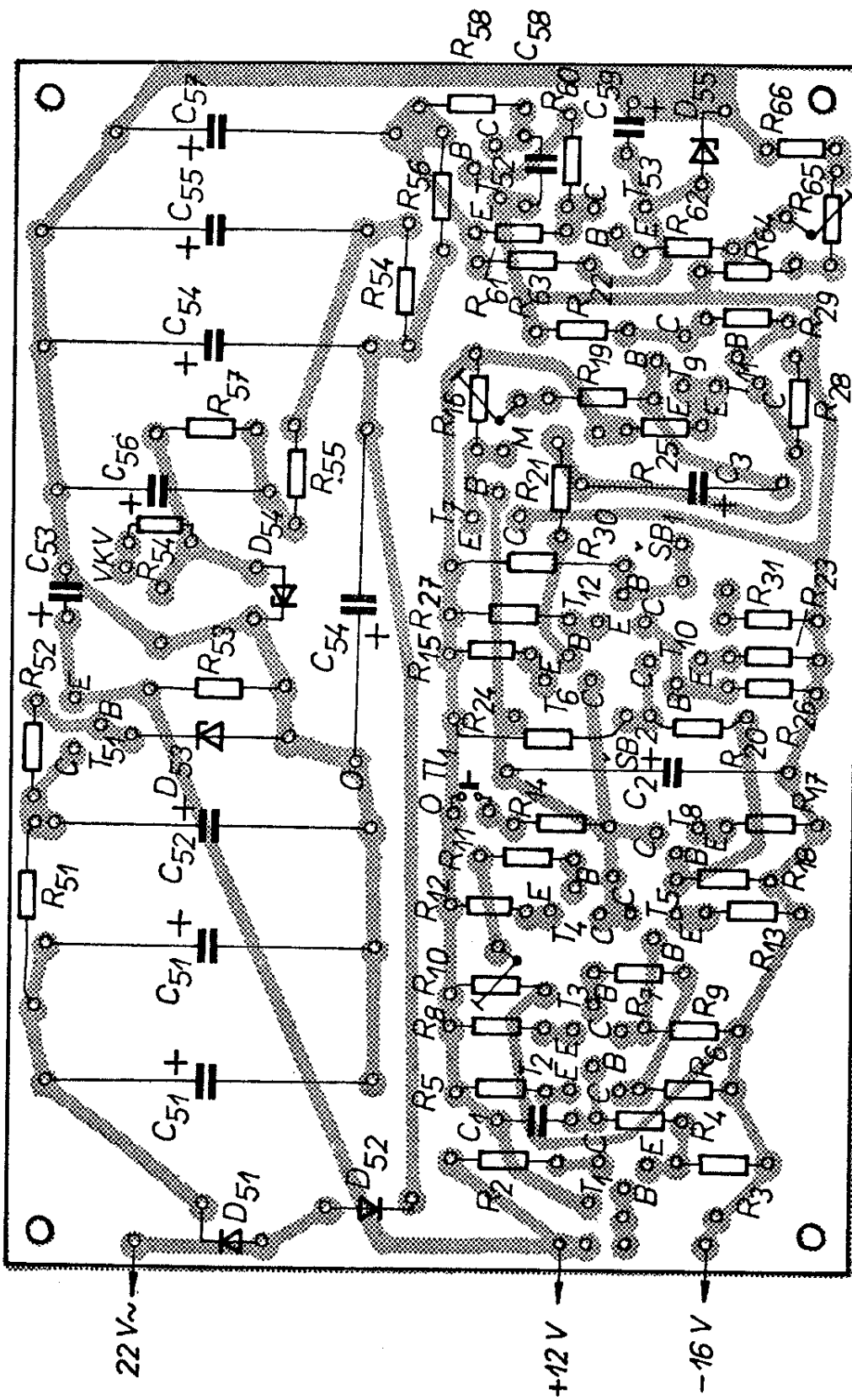
Nyní tlačítkem  $T_{11}$  vybijeme kondenzátor  $C_2$  a voltmetrem zapojeným mezi zem a emitor  $T_7$  budeme sledovat průběh nabíjení kondenzátoru  $C_2$ . Vhodným nastavením trimru  $R_{10}$  musíme dosáhnout dostatečně pomalého nabíjení kondenzátoru – vhodná doba je 10 až 15 vteřin.

Připojíme-li anténu k tuneru, musí se automatické ladění zastavit na nějaké stanici a po krátkodobém stisknutí tlačítka  $T_{12}$  se přijímač automaticky přeladí na nejbližší další stanici, která vysílá na nejbližší vyšším kmitočtu. Nakonec nastavíme trimr  $R_{16}$  tak, aby se ladění po dosažení horního konce přijímaného pásma (stupnice) rychle vrátilo zpět k dolnímu konci stupnice.

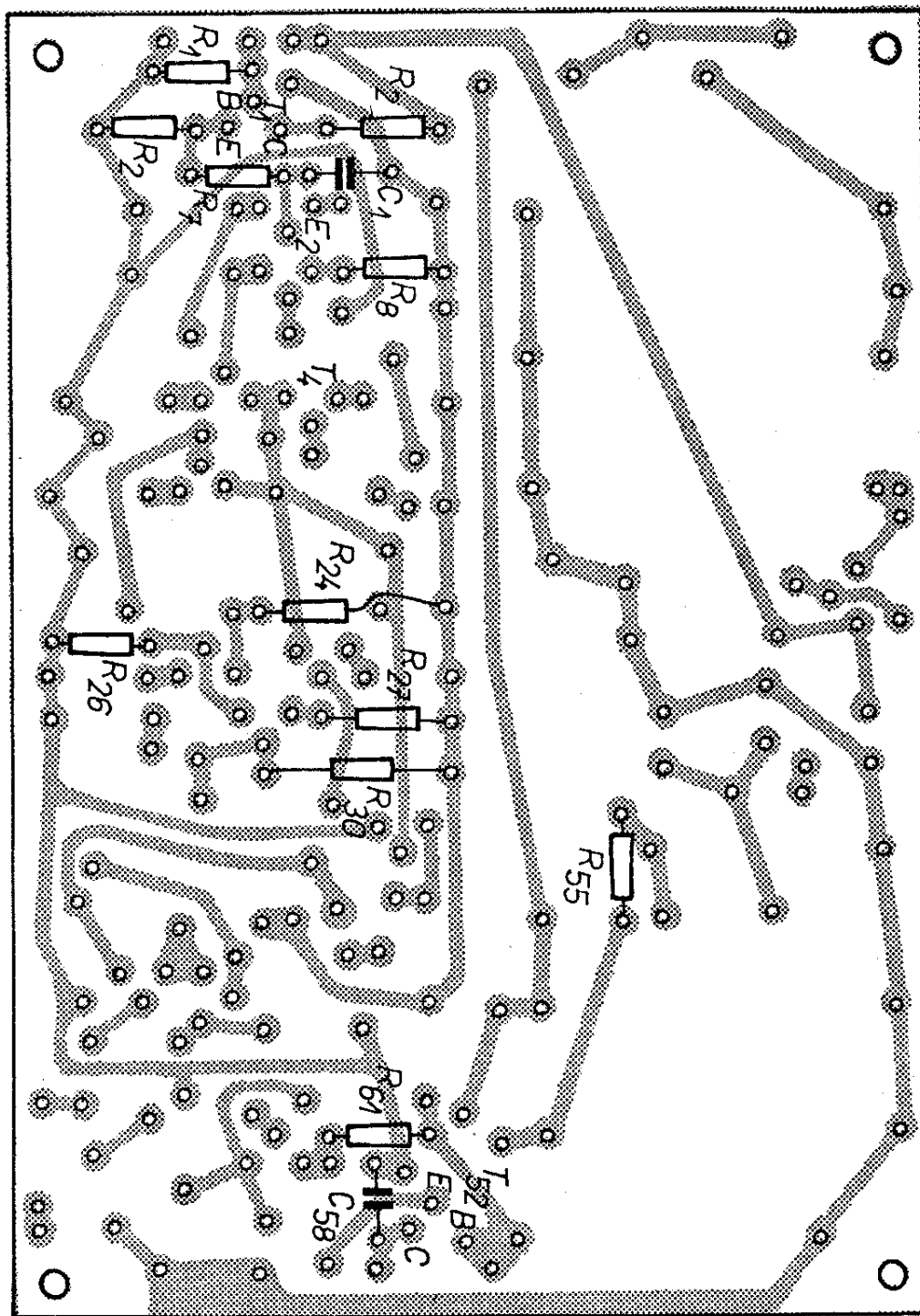


Obr. 78. Schéma zdroje

(číslování obrázků navazuje na RK 5/73)



Obr. 79. Deska s plošnými spoji zapojené z obr. 74 a 78 (G54)



### Desky s plošnými spoji:

Desky s plošnými spoji v minulém čísle (RK 5/73) a v tomto čísle mají tato objednávací čísla:

RK 5/73, obr. 43 – deska G52, obr. 44 – deska G53;  
 RK 6/73, obr. 79 – deska G54.

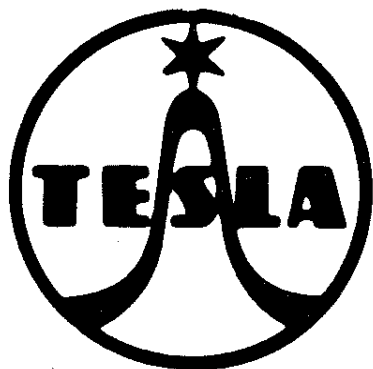
U ostatních desek s plošnými spoji jsou objednávací čísla uvedena. Desky lze zakoupit nebo objednat pouze v prodejně Svazarmu, Budečská 7, Praha 2, telef. 250-733.

## OBSAH

|  |    |
|--|----|
| <b>Návrh a konstrukce</b> . . . . .                      | 1  |
| <b>Spínací obvody v praxi</b> . . . . .                  | 2  |
| Spínač jako prvek elektrických obvodů . . . . .          | 4  |
| Výhody a nevýhody bezkontaktních spínačů . . . . .       | 5  |
| <b>Spínací obvody s polovodičovými diodami</b> . . . . . | 6  |
| Spínače řízené přenášeným signálem . . . . .             | 8  |
| Ovládání dvou zvonků po jednom vedení . . . . .          | 9  |
| Domácí telefon . . . . .                                 | 9  |
| Změna intenzity osvětlení . . . . .                      | 9  |
| Rekuperační obvody . . . . .                             | 10 |
| Hradlové obvody . . . . .                                | 10 |
| Směrovací obvody . . . . .                               | 11 |
| Spínače řízené cizím napětím . . . . .                   | 13 |
| Výpočet jednoduchého diodového spínače . . . . .         | 15 |
| Další zapojení diodových spínačů . . . . .               | 18 |
| Přepínač vinových rozsahů s diodami . . . . .            | 18 |
| Přepínání krystalů v oscilátoru . . . . .                | 19 |
| <b>Tranzistor jako spínač</b> . . . . .                  | 19 |
| Výpočet jednoduchého tranzistorového spínače . . . . .   | 24 |
| Spínání indukční zátěže . . . . .                        | 28 |
| Spínání kapacitní zátěže . . . . .                       | 28 |
| Požadavky na tranzistory pro spínací obvody . . . . .    | 29 |
| <b>Spínací obvody s tranzistory</b> . . . . .            | 31 |
| Bistabilní klopný obvod . . . . .                        | 31 |
| Praktický příklad výpočtu . . . . .                      | 35 |
| Monostabilní klopný obvod . . . . .                      | 36 |
| Praktický příklad výpočtu . . . . .                      | 41 |
| Astabilní klopný obvod . . . . .                         | 43 |
| Praktický příklad výpočtu . . . . .                      | 47 |
| Úpravy zapojení stabilních klopných obvodů . . . . .     | 50 |
| Schmittův klopný obvod . . . . .                         | 52 |
| Praktický příklad výpočtu . . . . .                      | 54 |
| Tyristorové zapalování pro Trabant . . . . .             | 57 |
| Dodatek k RK 5/73 . . . . .                              | 59 |

**RADIOVÝ KONSTRUKTÉR** – vydává vydavatelství MAGNET, Praha 1, Vladislavova 26, telefon 260651-9 ● Šéfredaktor ing. František Smolík ● Redakce Praha 2, Lublaňská 57, tel. 296930 PSČ 120 00 ● Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, ing. J. Čermák, CSc., J. Dlouhý, K. Donát, I. Harminc, L. Hlinský, ing. L. Hloušek, A. Hofhans, Z. Hradiský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, ing. F. Králík, ing. J. Navrátil, K. Novák, ing. O. Petráček, A. Pospíšil, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, J. Ženíšek ● Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 4,50 Kčs, pololetní předplatné 13,50 Kčs, roční předplatné 27, – Kčs ● Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil MAGNET – administrace, Praha 1, Vladislavova 26, PSČ 113 66. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS – vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1 ● Dohlédací pošta 07 ● Tiskne Polygrafia, závod 01, Svobodova 1, 128 17 Praha – Vyšehrad ● Za původnost příspěvku ručí autor. Redakce rukopis vrátí, bude-li vyžádán a bude-li připojena frankovaná obálka se zpětnou adresou ● Toto číslo vyšlo 22. listopadu 1973.  
© Vydavatelství Magnet Praha

VYUŽIJTE VÝHOD  
které pro vaše pohodlí nabízí  
ZÁSILKOVÁ SLUŽBA



TESLA  
UHERSKÝ BROD  
PSČ 68801 Moravská 92

DODÁVÁME NA DOBÍRKU:

- **AUTOANTÉNA** výsuvná – typ I. – 75 Kčs.
- **AUTOANTÉNA** přísavná – 80 Kčs.
- **POKOJOVÁ ANTÉNA PA III** – vhodná pro místa dobrých příjmových podmínek – pro příjem buď na VKV nebo TV signálu. 180 Kčs.
- **POKOJOVÁ TV ANTÉNA GZ 0107-0111** pro příjem vysílačů na 6. až 11. kanálu. 52 Kčs.
- **TV ANTÉNY pro II. PROGRAM** – šestiprvkové, desetičtrvkové nebo dvacetiprvkové, vhodné pro zhoršené podmínky příjmu. Od 93 do 275 Kčs.
- **TV ANTÉNA MOTÝLEK** – pokojová, vhodná v oblastech dobrého signálu. II. TV programu. 40 Kčs.
- **ŠIROKOPÁSMOVÁ TV ANTÉNA pro II. program**, 21. až 60. kanál. Výrobce Kovopodnik Plzeň, 330 Kčs.
- **KONVERTORY** umožňující příjem II. TV programu – pevný 4956 A 3, 165 Kčs.
- **ANTÉNNÍ PŘEDZESILOVAČ pro II. program** – určený pro montáž přímo do individuálních TV antén pro I. až IV. pásmo v oblastech se slabým signálem. 445 Kčs.
- **SÍŤOVÝ NAPÁJEČ** pro předzesilovač. 135 Kčs.
- **UNIVERZÁLNÍ NAPÁJEČ síťový UZ 1** – výstupní napětí 3-6-9 V. 135 Kčs.
- **VÝMĚNNÝ KŘÍŽOVÝ ŠROUBOVÁK**. 15,50 Kčs.
- **CUPREXTITOVÉ DESKY** – pro vlastní výrobu plošných spojů. 145 Kčs. (1 kg).
- **CHEMICKÁ SOUPRAVA** – pro leptání vzorců spojů. 39 Kčs.
- **SIGNÁL** – zvukové zařízení upozorňující řidiče na chod blikáče. 48 Kčs.
- **TRAFOPÁJEČKA**. 89 Kčs.
- **MIKROPÁJEČKA ZT 12** – včetně zdroje; pro pájení polovodičů. 200 Kčs.
- **RADIOPŘIJÍMAČ RENA** – střední vlny a dlouhovlnná stanice Hvězda. 350 Kčs.
- **MENUET II** – SV, KV, VKV, DV. 550 Kčs.

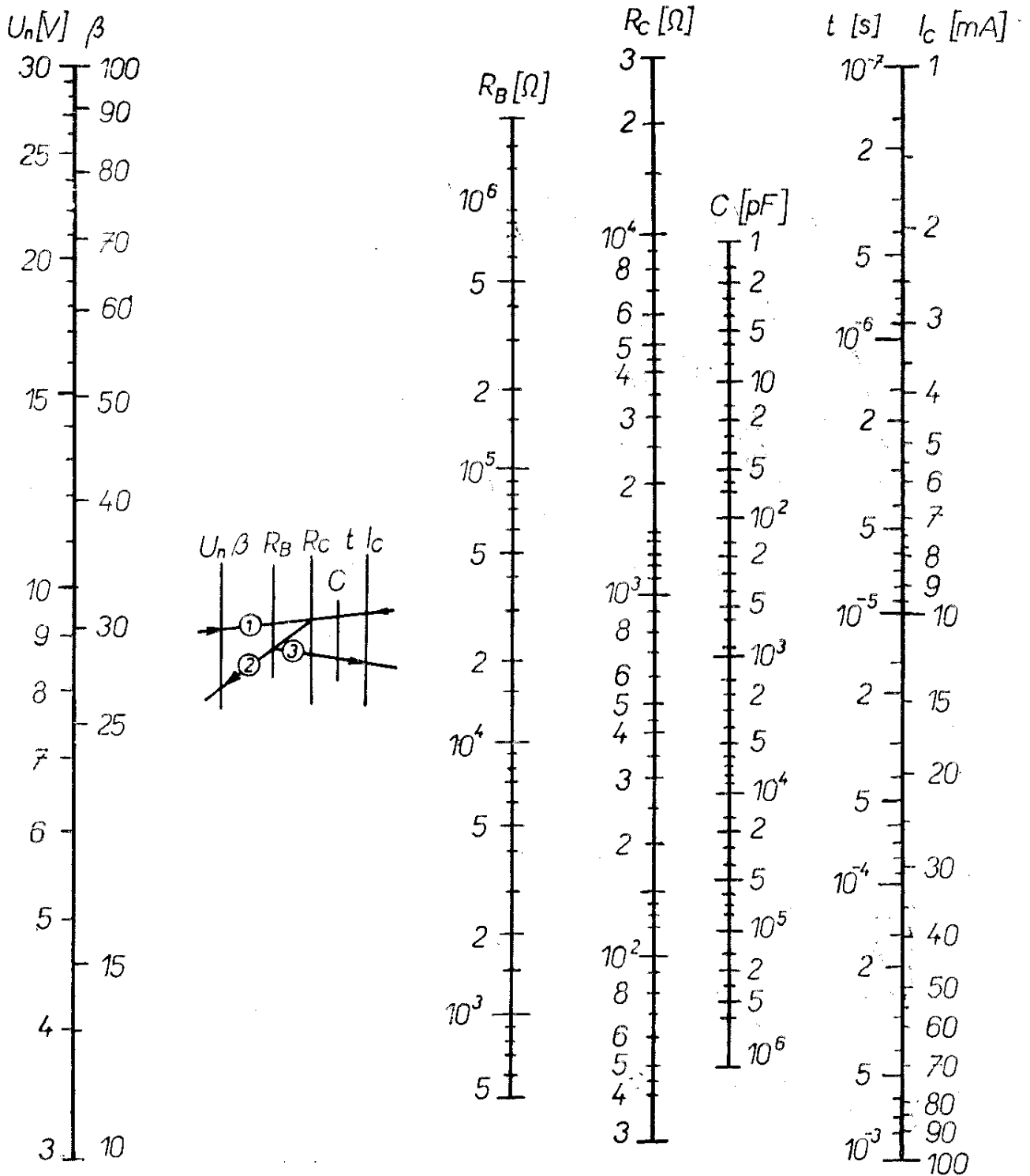
Tab. 2. Čs. diody, vhodné pro spínací obvody

| Typ   | Druh                | $U_{AK}$ při $I_{AK}$ |      | $I_{KA}$ při $U_{KA}$ |     | $I_{AK}$<br>MAX<br>[mA] | $U_{KA}$<br>MAX<br>[V] | Poznámka        |
|-------|---------------------|-----------------------|------|-----------------------|-----|-------------------------|------------------------|-----------------|
|       |                     | [V]                   | [mA] | [ $\mu$ A]            | [V] |                         |                        |                 |
| GA200 | Ge hrotová          | 1                     | 2,5  | 1600                  | 50  | 15                      | 50                     | hnědý proužek   |
| GA201 | Ge hrotová          | 1                     | 5    | 200                   | 15  | 25                      | 15                     | bílý proužek    |
| GA202 | Ge hrotová          | 1                     | 5    | 200                   | 30  | 25                      | 30                     | žlutý proužek   |
| GA203 | Ge hrotová          | 1                     | 5    | 200                   | 50  | 25                      | 60                     | modrý proužek   |
| GA204 | Ge hrotová          | 1                     | 5    | 200                   | 100 | 20                      | 120                    | zelený proužek  |
| GA205 | Ge hrotová          | 1                     | 5    | 200                   | 15  | 15                      | 15                     | červený proužek |
| GA206 | Ge hrotová          | 1                     | 5    | 200                   | 30  | 2,5                     | 30                     | fialový proužek |
| GA207 | Ge hrotová          | 1                     | 1,5  | 0,1 $I_{AK}$          | 1   |                         | 20                     | khaki proužek   |
| OA5   | Ge se zlatým hrotem | 0,55                  | 10   | 6                     | 10  | 115                     | 100                    |                 |
| OA9   | Ge se zlatým hrotem | 0,42                  | 10   | 7                     | 10  | 100                     | 25                     |                 |
| GAZ51 | Ge se zlatým hrotem | 0,5                   | 10   | 3                     | 10  | 140                     | 25                     |                 |
| KA501 | Si plošná           | 1                     | 9    | 1                     | 10  | 50                      | 50                     |                 |
| KA502 | Si plošná           | 1                     | 9    | 0,01                  | 10  | 50                      | 115                    | žluté značení   |
| KA503 | Si plošná           | 1                     | 9    | 0,01                  | 10  | 50                      | 215                    | modré značení   |
| KA504 | Si plošná           | 1                     | 9    | 0,01                  | 10  | 50                      | 115                    | zelené značení  |
| KA200 | Si pomalá spínací   | 0,65                  | 3    | 0,1                   | 10  | 100                     | 10                     |                 |
| KA227 | Si pomalá spínací   | 0,7                   | 3    | 0,1                   | 10  | 500                     | 10                     |                 |
| KA206 | Si rychlá spínací   | 1                     | 10   | 5                     | 50  | 75                      | 50                     |                 |
| KA207 | Si rychlá spínací   | 1                     | 10   | 5                     | 100 | 75                      | 100                    |                 |
| KA221 | spínací             | 1                     | 150  | 0,2                   | 30  | 400                     | 35                     |                 |
| KA222 | spínací             | 1                     | 300  | 0,2                   | 30  | 400                     | 35                     |                 |
| KA223 | spínací             | 1                     | 100  | 0,2                   | 20  | 400                     | 25                     |                 |
| KA224 | spínací             | 1                     | 200  | 0,2                   | 20  | 400                     | 25                     |                 |
| KA225 | spínací             | 1                     | 150  | 0,2                   | 30  | 400                     | 50                     |                 |
| KA236 | Si spínací UKV      | 1                     | 100  | 0,1                   | 30  | 10                      | 50                     |                 |
| KA243 | Si spínací UKV      | 1                     | 100  | 0,1                   | 15  | 10                      | 20                     |                 |
| KA244 | Si spínací UKV      | 1                     | 100  | 0,1                   | 15  | 10                      | 20                     |                 |

Čs. tranzistory, vhodné pro spínací obvody

| Typ   | Druh                           | $I_{CB0}$ při $U_{CB}$<br>[ $\mu$ A] | $U_{CB}$<br>[V] | $h_{21e}$ | $f_T$<br>[MHz] | $U_{CES}$<br>[V] | $U_{CB}$<br>MAX<br>[V] | $I_C$ MAX<br>[A] | $P_C$ MAX<br>[W] |
|-------|--------------------------------|--------------------------------------|-----------------|-----------|----------------|------------------|------------------------|------------------|------------------|
| GS501 | Ge spínací n-p-n               | 3                                    | 6               | 35—130    | 1              | 0,4              | 20                     | 0,4              | 0,15             |
| GS502 | Ge spínací n-p-n<br>symetrický | 3                                    | 6               | 35—130    | 1              | 0,4              | 20                     | 0,4              | 0,15             |
| GS504 | Ge spínací n-p-n               | 3                                    | 6               | 35—130    | 1              | 0,5              | 20                     | 0,4              | 0,15             |
| GS506 | Ge spínací n-p-n               | 10                                   | 15              | 40—300    | 10             |                  | 15                     | 0,01             | 0,085            |
| GS507 | Ge spínací n-p-n               | 10                                   | 15              | 40—300    | 10             |                  | 15                     | 0,03             | 0,085            |
| GS508 | Ge spínací n-p-n               | 10                                   | 15              | 40—300    | 15             |                  | 15                     | 0,03             | 0,085            |
| KC147 | Si n-p-n                       | 0,015                                | 45              | 125—500   | 150            |                  | 45                     | 0,1              | 0,2              |
| KC148 | Si n-p-n                       | 0,015                                | 20              | 125—900   | 150            |                  | 20                     | 0,1              | 0,2              |
| KC149 | Si n-p-n                       | 0,015                                | 20              | 240—900   | 150            |                  | 20                     | 0,1              | 0,2              |
| KC507 | Si n-p-n                       | 0,015                                | 45              | 125—500   | 150            |                  | 45                     | 0,1              | 0,3              |
| KC508 | Si n-p-n                       | 0,015                                | 20              | 125—900   | 150            |                  | 20                     | 0,1              | 0,3              |
| KC509 | Si n-p-n                       | 0,015                                | 20              | 240—900   | 150            |                  | 20                     | 0,1              | 0,3              |
| KF124 | Si vf a spínací<br>n-p-n       | 0,8 nA                               | 10              | 67—220    | 350            |                  | 30                     | 0,03             | 0,22             |
| KF125 | Si vf a spínací<br>n-p-n       | 0,8 nA                               | 10              | 37—125    | 230            |                  | 30                     | 0,03             | 0,22             |
| KF167 | Si vf a spínací<br>n-p-n       | 0,3                                  | 30              | >26       | 250            |                  | 40                     | 0,025            | 0,13             |
| KF173 | Si vf a spínací<br>n-p-n       | 0,3                                  | 30              | >38       | 400            |                  | 40                     | 0,025            | 0,2              |
| KF503 | Si vf a spínací<br>n-p-n       | 0,5                                  | 50              | 100       | 150            |                  | 100                    | 0,05             | 0,7              |
| KF504 | Si vf spínací<br>n-p-n         | 0,1                                  | 140             | 100       | 150            |                  | 160                    | 0,05             | 0,7              |
| KF506 | Si vf a spínací<br>n-p-n       | 0,01                                 | 60              | 35—125    | 60             |                  | 75                     | 0,5              | 0,8              |
| KF507 | Si vf a spínací<br>n-p-n       | 0,5                                  | 30              | >35       | 50             |                  | 40                     | 0,5              | 0,8              |
| KF508 | Si vf a spínací                | 0,01                                 | 60              | 90—300    | 70             |                  | 75                     | 0,5              | 0,8              |
| KF524 | Si vf a spínací                | 0,8 nA                               | 10              | 67—220    | 350            |                  | 30                     | 0,03             | 0,145            |
| KF525 | Si vf a spínací<br>n-p-n       | 0,8 nA                               | 10              | 37—125    | 300            |                  | 30                     | 0,03             | 0,145            |
| KS500 | Si vf a spínací<br>n-p-n       | 0,5                                  | 15              | >20       | 200            |                  | 25                     | 0,2              | 1                |
| KF517 | Si p-n-p                       | 0,5                                  | 30              | >35       | 30             |                  | 40                     | 0,6              | 0,8              |
| KU601 | Si výk. n-p-n                  | 50                                   | 30              | >20       | 10             | 1,4              | 60                     | 2                | 10               |
| KU602 | Si výk. n-p-n                  | 50                                   | 30              | >20       | 10             | 1,4              | 120                    | 2                | 10               |
| KU605 | Si výk. n-p-n                  | 1 mA                                 | 50              | >10       | 1              | 1,7              | 200                    | 10               | 50               |
| KU606 | Si výk. n-p-n                  | 1 mA                                 | 50              | > 5       | 1              | 2,45             | 120                    | 8                | 50               |
| KU607 | Si výk. n-p-n                  | 1 mA                                 | 150             | >10       | 3              | 1,7              | 210                    | 10               | 70               |
| KU608 | Si výk. n-p-n                  | 1 mA                                 | 150             | > 3       | 3              | 1,7              | 250                    | 10               | 70               |
| KU611 | Si výk. n-p-n                  | 50                                   | 30              | >20       | 10             | 1                | 60                     | 3                | 10               |
| KU612 | Si výk. n-p-n                  | 50                                   | 30              | >20       | 10             | 1                | 120                    | 3                | 10               |

### Nomogram k rychlému návrhu astabilního klopného obvodu



Použité značení veličin je stejné jako ve výkladu. Na první stupnici zleva zvolíme napájecí napětí, na první stupnici zprava kolektorový proud tranzistorů. Spojnice těchto dvou bodů protne stupnici  $R_C$  v místě udávajícím velikost kolektorových odporů  $R_C$ . Tento bod spojíme s bodem odpovídajícím proudovému zesilovacímu činiteli použitých tranzistorů (na druhé stupnici zleva). Spojnice těchto dvou bodů protíná stupnici  $R_B$  v bodu, určujícím odpory  $R_B$  v bázích tranzistorů. Tento průsečík spojíme s bodem, odpovídajícím požadované délce impulsu (na druhé stupnici zprava); tato spojnice protne stupnici  $C$  v bodě, který určí potřebnou kapacitu vazebních kondenzátorů.