

Úloha číslo 1.

Měření vlastností pasivních polovodičových dvojpólů

Cílem úlohy je experimentální zkoumání vlastností polovodičových pasivních dvojpólů, proměření jejich V-A charakteristik a ověření základních pojmů a principů elektroniky (statický a diferenciální odpor, náhradní schémata, jednoduchý převodník I/U) na: **a)** křemíkové diodě, **b)** germaniové diodě, **c)** Zenerové diodě, **d)** Schottkyho diodě, **e)** luminiscenční diodě. Dále se ověří funkce jednoduchého obvodu – diodového omezovače.

: Teorie

Polovodičová dioda je v podstatě přechod PN a její statické vlastnosti lze vystihnout voltampérovou charakteristikou, vyjadřující závislost proudu I procházejícího diodou na napětí U na diodě, tedy $I = f(U)$. Tuto závislost lze vyjádřit graficky nebo přibližně vztahem

$$I = I_{0(T)} (e^{\frac{e}{kT}U} - 1), \quad (1)$$

kde $I_{0(T)}$ je *nasycený proud* diodou v závěrném směru při dané teplotě T , e je elementární náboj ($e = 1,602 \cdot 10^{-19}$ C), k je Boltzmannova konstanta ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K) a T je absolutní teplota **přechodu PN** (nikoliv teplota okolí). Veličina $\frac{kT}{e}$ v exponentu rovnice (1) má rozměr napětí a nazývá se proto též **teplotní napětí** U_T , tedy

$$U_T = \frac{kT}{e}. \quad (2)$$

Pro teplotu $T = 300$ K = 27 °C má teplotní napětí U_T hodnotu 26 mV. Rovněž proud v závěrném směru $I_{0(T)}$, tvořený převážně tokem minoritních nosičů náboje, závisí na teplotě tak, že při vzrůstu teploty o každých 10 °C se jeho hodnota zvětší přibližně na dvojnásobek (neboť vzroste vlastní vodivost polovodiče).

Této teplotní závislosti lze využít pro měření teploty – polovodičová dioda může pracovat ve funkci snímače teploty, maximálně do 150 °C, pak dojde k destrukci přechodu. Při měření V-A charakteristik může však tato teplotní závislost ovlivnit přesnost měření.

Budeme-li uvažovat, že teplota $T = \text{konst.}$, pak z rovnice (1) je zřejmé, že v propustném směru ($U > 0$) roste proud diodou přibližně exponenciálně v závislosti na napětí U , kdežto v závěrném směru ($U < 0$) je pro dostatečně velkou absolutní hodnotu U výraz $\exp(-\frac{e}{kT}|U|) \ll 1$, takže jej můžeme zanedbat a diodou prochází jen malý závěrný proud $I \approx I_{0(T)}$. Polovodičová dioda má tedy nesymetrickou V-A charakteristiku a lze ji proto využít jak pro usměrňování střídavých proudů, tak i pro další aplikace využívající této vlastnosti.

Přesnost měření V-A charakteristiky může být rovněž ovlivněna vnitřními odpory použitých měřicích přístrojů. Při měření V-A charakteristiky diody v závěrném směru je odpor diody velký a je proto vhodné použít zapojení jako při měření velkých odporů přímou metodou. Naopak při měření V-A charakteristiky v propustném směru použijeme zapojení jako při měření malých odporů, neboť odpor diody v propustném směru je malý.

Druhy polovodičových diod V praxi se používá celá řada druhů diod. Jedním z kritérií třídění je materiál diody, což je nejčastěji *křemík* a *germanium*. Diody z různých materiálů se liší především napěťovým úbytkem v propustném směru a dynamickým odporem, ale i dalšími parametry (frekvenční vlastnosti, průrazné napětí). **Zenerova dioda** nemá v závěrné oblasti vodorovný průběh, ale při určitém napětí U_Z začne charakteristika prudce klesat. V této části charakteristiky i velké změny procházejícího proudu vyvolávají jen malé změny napětí na diodě a Zenerova dioda je proto vhodným *stabilizačním prvkem*. **Schottkyho dioda** není tvořena PN přechodem, ale přechodem kov–polovodič. Díky vysoké koncentraci elektronů v kovu a jejich vysoké pohyblivosti má tato dioda nižší úbytky napětí a lepší frekvenční vlastnosti (rychlejší dobu reakce). **Luminiscenční dioda** je vytvořena z takových materiálů, aby energetická šířka jejich zakázaného pásu odpovídala oblastem viditelného záření. Během průchodu proudu pak taková dioda svítí odpovídající barvou; barevné vlastnosti jsou zpravidla zvýrazněny barevným krytem diody.

Statický a dynamický odpor V případě obyčejného rezistoru s odporem R platí mezi proudem I a napětím U vztah $I = \frac{U}{R}$, a to pro všechny hodnoty napětí a proudu. V případě *nelineárních* součástek však vztah přestává platit a místo něj platí nelineární rovnice $I = f(U)$. Zvolíme-li si nějaký pracovní

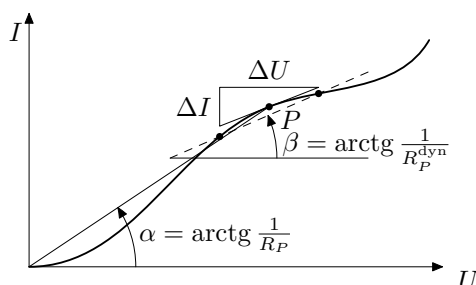
bod P , bude při napětí U_P procházet prvkem proud I_P . Jejich podíl pak bude představovat **statický odpor** prvku v bodě P , tj.

$$R_P = \frac{U_P}{I_P}, \quad (3)$$

který už však není konstantou jednoznačně prvek popisující, ale mění se v závislosti na poloze bodu P . Tento odpor má význam např. při řešení energetických poměrů v obvodech či při stanovení zatížení prvku. Je však nevhodný, chceme-li popisovat chování prvku při malé změně podmínek (což je typická situace např. u zesilovačů). Pro tyto aplikace je vhodné si představit, že v sériové kombinaci se statickým odporem je ještě jeden, **dynamický odpor**, který umožňuje reakci na malé změny. Dochází-li k malým změnám napětí okolo hodnoty U_P , bude se výsledný proud měnit tak, jako by se pohyboval po přímce, upevněné v bodě P . Hodnota směrnice této přímky (dynamického odporu) je opět závislá na poloze bodu P a určí se z nelineární závislosti prvku měřením diferencí nebo teoreticky výpočtem derivace

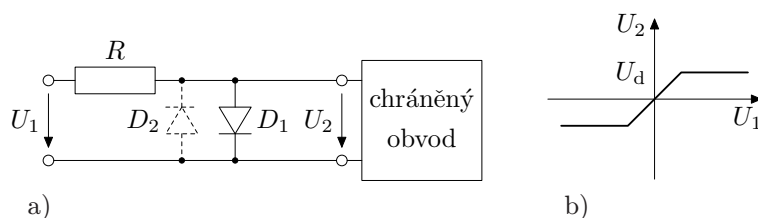
$$R_P^{\text{dyn}} = \frac{\Delta U}{\Delta f(U)} = \frac{1}{\frac{df(U)}{dU}}. \quad (4)$$

V případě experimentálních dat se často tečna, užívaná k určení dynamického odporu, nahrazuje sečnou tak, aby pracovní bod P ležel uprostřed vyznačeného intervalu.



Obrázek 1: Statický a dynamický odpor.

Sestavování lineárních modelů Když máme v pracovním bodě P určen dynamický odpor součástky, můžeme sestavit její **náhradní linearizovaný model**. Linearizovaný model sestavujeme proto, abychom mohli při řešení elektrického obvodu aplikovat teorii lineárních obvodů, která je dobře propracovaná a mnohem jednodušší než řešení nelineárních obvodů. Nesmíme však zapomenat, že výsledky platí jen pro malé změny signálů. Lineární model sestává z takové sériové kombinace ideálního zdroje napětí a rezistoru, která dává pro malé změny napětí v okolí bodu P téměř shodné změny proudu jako původní součástka.



Obrázek 2: Diodový omezovač a) zapojení, b) ideální přenosová charakteristika.

Diodový omezovač Mnohé elektronické obvody mají omezení velikosti napětí, které lze přivést na jejich vstupy. Přivedeme-li napětí větší, může dojít k poškození obvodu. Proto se před citlivé vstupy zařazují **omezovače napětí**. Když se podíváme na voltampérovou charakteristiku diody, uvidíme, že napětí na diodě v propustném směru nepřesáhne znatelně prahové napětí U_d . Můžeme tedy použít diodu ke konstrukci diodového omezovače tak, že paralelně ke chráněnému vstupu připojíme propustně polarizovanou diodu. V případě vstupního napětí U_1 menšího než U_d se napětí beze změny přenesou na vstup chráněného obvodu, v případě $U_1 > U_d$ diodou začne protékat proud I takový, že bude platit $U_1 = RI + U_d$. To znamená, že „přebytečná“ část napětí se srazí na ochranném rezistoru (který omezuje proud diodou) a na vstupu chráněného obvodu bude pouze U_d . Uvedený způsob však chrání vstup jen při jedné polaritě

napětí. Chceme-li obvod chránit při obou polaritách, musíme zapojit *antiparalelně* dvě diody. Omezovač napětí je možno charakterizovat jeho přenosovou charakteristikou, tj. závislostí $U_2 = f(U_1)$, která je pro případ ideálního omezovače znázorněna na obrázku.

⋮ Realizace měření ⋮

Pro měření voltampérové charakteristiky diody $I = I(U)$ použijeme měřicí jednotku ANALOG & DIGITAL DATA UNIT výukového systému μ LAB se softwarem RC2000 a příslušný modul COMPONENT BOARD. Výstup ANALOG OUTPUT, který během měření poskytuje časově proměnné napětí U_{nap} sloužící k postupnému proměřování V-A charakteristiky, připojte na sériovou kombinaci diody a převodníku proudu na napětí. Paralelně k výstupu ANALOG OUTPUT připojte i vstup IN A. „Proudový“ vstup IN B připojte k převodníku proudu na napětí a zvolte vhodnou hodnotu SENSE R.

Doplnění popisu programu pro měření V-A charakteristik:

- CURSOR – analýza dat pomocí kurzorů (ukazatelů) měří napětí a proudy v bodě 1 a 2 a počítá „odpor“ jejich směrnice; v případě poloh těsně blízko nulového napětí nemusí být hodnoty zobrazeny, taktéž pro některé hodnoty napětí nemusí být kurzor v grafu zobrazen. Je-li jeden kurzor umístěn ve zvoleném pracovním bodě a druhý v nule, získáme hodnotu statického odporu. Jsou-li oba kurzory blízko sebe, získáme dynamický odpor v daném bodě. (Kursory nefungují, je-li zvolena polarita UNI).

Určení lineárního modelu Do obvodu se zapojí nelineární prvek a v režimu SEQUENCE se vykreslí jeho charakteristika ve zvoleném kvadrantu. Z ní se pak ve zvoleném pracovním bodě P určí její dynamický odpor v bodě P . Nyní prvek vypojíme a místo něj zapojíme sériovou kombinaci dekády a pomocného zdroje (použijeme modul PROGRAMMABLE DC SUPPLY). Na dekádě nastavíme hodnotu odpovídající dynamickému odporu a vykreslíme si průběh druhou barvou. Sklon vykreslené přímky by měl odpovídat sklonu V-A charakteristiky v bodě P . Pomocí změny napětí zdroje a opakovaného vykreslování charakteristiky docílíme shody obou průběhů v bodě P . Pro lepší shodu můžeme mírně upravit i odpor dekády. Výsledná hodnota odporu a napětí pak udává parametry linearizovaného modelu.

Poznámky k měření

1. V měřicím obvodu je nutno pamatovat na proudové omezení a zařadit ochranný rezistor, jehož hodnota se musí zvolit s ohledem na vestavěnou proudovou ochranu (max. 20 mA) a velikost napájecího napětí. V případě, že proud překročí uvedenou hodnotu, rozsvítí se červeně dioda FUSE. Odstraňte příčinu přetížení a obnovte činnost zdroje stiskem tlačítka FUSE.
2. Program měří najednou propustný i závěrný směr, využívá tedy vždy jen jednu metodu přímého měření. Je proto nutné předem zvážit, který směr je třeba měřit přesněji.
3. Dbejte na shodné zapojování měřicích sond a shodnou orientaci všech diod v průběhu měření; pro změření závěrného směru diodu nepřevracejte.
4. Při sestavování lineárního modelu se musí napětí měřit na kombinaci rezistoru se zdrojem napětí. Rovněž nezapomeňte přičíst 20Ω k údaji na malé odporové dekádě.
5. Přenosovou charakteristiku diodového omezovače změřte v režimu V-A charakteristik; rozdíl v jednotkách ignorujte. Při nahrazování diod Zenerovými diodami pamatujte na skutečnost, že se Zenerovy diody používají opačně polarizované. Použijte ochranný rezistor $R = 100 \text{ k}\Omega$.

⋮ Zadání úlohy ⋮

1. Nakreslete principiální elektrický obvod pro měření A-V charakteristiky polovodičové diody zapojené v propustném a závěrném směru (využijte poznatků z elektřiny a magnetismu).
2. Překreslete tato elektrická zapojení tak, že nahradíte ampérmetr vhodným jednoduchým lineárním převodníkem proudu na napětí, jelikož A&DDU měří pouze napětí a neměří proudy (využijte znalostí z elektřiny a magnetismu).
3. Sestavte měřicí obvod podle překresleného schématu propojením A&DDU s modulem COMPONENT BOARD a zapojením součástek.
4. Změřte A-V charakteristiky křemíkové, germaniové, luminiscenční, Zenerovy a Schottkyho diody. Pokud je k dispozici více diod stejného typu, změřte více charakteristik do jednoho grafu.
5. Určete v několika bodech charakteristik diod v propustném směru (I. kvadrant) statický a dynamický odpor, a totéž pro jeden bod v závěrném směru.

6. Ve zvoleném (pracovním) bodě charakteristiky nahradte diodu sériovou kombinací rezistoru (odporové dekády) a stejnosměrného zdroje napětí a nakreslete náhradní (lineární) model diody ve zvoleném pracovním bodě. S ohledem na vlastnosti odporové dekády využijte znalostí z předchozích měření a zvolte diodu, která má diferenciální odpor v daném bodě větší než 20Ω .
7. Zapojte diodový omezovač a změřte jeho přenosovou charakteristiku. Ověřte si chování obvodu, pokud jednu a obě diody nahradíte Zenerovou diodou.

Použité přístroje a pomůcky

počítač s programem RC2000, měřicí panel, zdroj napětí, A&DDU, COMPONENT BOARD, přesný stavitelný zdroj PROGRAMMABLE DC SUPPLY, sada rezistorů a propojek, odporová dekáda, křemíková dioda, germaniová dioda, luminiscenční dioda, Schottkyho dioda, sada vodičů

Studijní prameny

přednášky z elektřiny a magnetismu a z elektroniky

∴

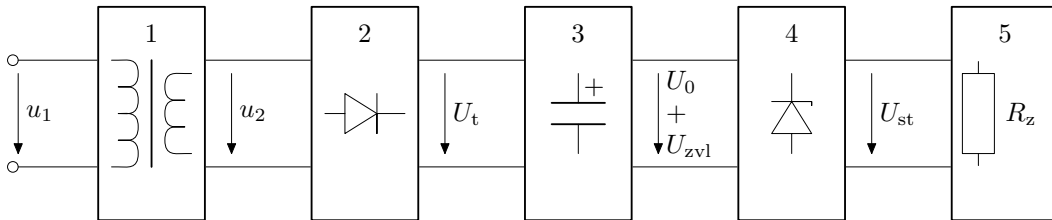
Úloha číslo 2.

Studium vlastností usměrňovačů střídavého proudu

Cílem úlohy je experimentální ověření vlastností jednocestných a dvoucestných diodových usměrňovačů střídavých proudů v oblasti síťových kmitočtů a sledování charakteru výstupního napětí po průchodu přídatnými bloky, které realizují vyhlazení a stabilizaci. Měření je prováděno pro několik běžných diodových zapojení.

: Teorie

Rozvodná síť i některé generátory poskytují **střídavé napětí**, které se periodicky mění tak, že se mění jeho polarita. Mnoho zařízení však potřebuje napětí jen jedné polarity, a v některých případech i s přesně udržovanou hodnotou. **Usměrňovač** je elektronický obvod, který umožňuje přeměnu střídavého napětí na **stejnoseměrné napětí**. Jeho konstrukce závisí na požadovaném výkonu a charakteru usměrněného proudu, podle toho se volí usměrňovací prvky i způsob jejich zapojení v obvodech. Pro usměrňování střídavých napětí o frekvenci 50 Hz se většinou používají plošné polovodičové diody, neboť mohou usměrňovat poměrně velké proudy a kapacita přechodu PN při této frekvenci nenarušuje usměrňovací proces. Samotný usměrňovač mnohdy nespĺňuje všechny naše požadavky, proto se doplňuje dalšími prvky, např. vyhlazovacím členem a stabilizátorem napětí. Blokové schéma této sestavy je znázorněno na obr. 3.



Obrázek 3: Blokové schéma usměrňovače.

Na vstupu usměrňovače bývá obvykle zařazen **síťový transformátor** (blok 1), který má dvě funkce:

1. transformuje střídavé vstupní napětí o efektivní hodnotě U_1 na takovou hodnotu U_2 , jejímž usměrněním obdržíme požadovanou hodnotu stejnosměrného napětí,
2. galvanicky odděluje obvod usměrňovače od síťového napětí, což zvyšuje bezpečnost práce s usměrněným napětím nebo se zařízením, které je tímto napětím napájeno.

Střídavé napětí ze sekundárního vinutí transformátoru o efektivní hodnotě U_2 a amplitudě $U_{m2} = \sqrt{2}U_2$ je přiváděno do **usměrňovacího členu** (blok 2) obsahujícího polovodičové diody, které způsobí *jednocestné* nebo *dvoucestné* usměrnění. Pokud nebudou připojeny další bloky 3 a 4, dostaneme na výstupu bloku 2 sice stejnosměrné, avšak pulzující (tepavé) napětí o maximální hodnotě U_{tm} a po připojení zátěže R_z (blok 5) bude obvodem procházet stejnosměrný pulzující proud o maximální hodnotě I_{tm} . Poněvadž vinutí transformátoru i diody mají jistý odpor, jehož celkovou hodnotu můžeme označit R_i , dojde při průchodu proudu tímto odporem k úbytku napětí $R_i I_{tm}$ na tomto odporu a usměrněné napětí U_{tm} bude proto menší než amplituda střídavého napětí U_{m2} ($U_{tm} < U_{m2}$), neboť podle II. Kirchhoffova zákona platí rovnice

$$U_{tm} = U_{m2} - R_i I_{tm}. \quad (5)$$

Odtud je zřejmé, že při zvětšování odebíraného proudu I_{tm} (tj. při zmenšování R_z) se bude hodnota usměrněného napětí U_{tm} zmenšovat. Připojíme-li k zátěži R_z voltmetr (resp. zařadíme-li do obvodu ampérmetr), ukáží nám tyto měřicí přístroje podle své konstrukce buď **střední** nebo **efektivní** hodnoty napětí U_{ts} , U_{te} (resp. proudu I_{ts} , I_{te}). Pro jednocestně usměrněné harmonické veličiny platí pro střední a efektivní hodnoty vztahy

$$U_{ts} = \frac{U_{tm}}{\pi}, \quad U_{te} = \frac{U_{tm}}{2\sqrt{2}}, \quad I_{ts} = \frac{I_{tm}}{\pi}, \quad I_{te} = \frac{I_{tm}}{2\sqrt{2}} \quad (6)$$

a pro dvoucestně usměrněné harmonické veličiny platí

$$U_{ts} = 2\frac{U_{tm}}{\pi}, \quad U_{te} = \frac{U_{tm}}{\sqrt{2}}, \quad I_{ts} = 2\frac{I_{tm}}{\pi}, \quad I_{te} = \frac{I_{tm}}{\sqrt{2}}. \quad (7)$$

Hodnoty U_{tm} a I_{tm} můžeme stanovit výpočtem z naměřených hodnot U_{ts} a I_{ts} nebo U_{te} a I_{te} , nebo je můžeme změřit pomocí osciloskopu.

Takové tepavé stejnosměrné napětí není vhodné pro napájení většiny elektronických zařízení a je použitelné jen v některých speciálních případech, např. pro nabíjení akumulátorů.

Abychom potlačili tepavý charakter usměrněného napětí, zařazujeme mezi usměrňovací blok 2 a zátěž 5 **vyhlazovací filtr** (blok 3), obsahující kondenzátory, případně rezistory nebo cívky. Vzhledem k tomu, že dnes vyráběné elektrolytické kondenzátory dosahují při poměrně malých rozměrech značných kapacit C , stačí pro většinu běžných aplikací použít pro vyhlazení tepavého napětí jediný kondenzátor o dostatečně velké kapacitě C , který se připojí paralelně k výstupním svorkám usměrňovače (blok 2). Je však třeba dbát na to, abychom elektrolytický (unipolární) kondenzátor nepřepólovali, protože by došlo k jeho zničení a obvykle i ke zničení usměrňovače. Vývod elektrolytického kondenzátoru označený „+“ musí být vždy připojen na kladnější potenciál než vývod označený „-“ (bývá spojený s vnějším pouzdem kondenzátoru, je-li vodivé). Pokud kondenzátor nemá označené vývody, jedná se o *bipolární* elektrolytický kondenzátor, u kterého přepólování nehrozí.

Není-li k vyhlazovacímu členu připojena zátěž (nebo $R_z \rightarrow \infty$), obvodem neprotéká proud a $U_{tm} = U_{m2}$. Vyhlažovací kondenzátor se proto nabije na napětí $U_v = U_{m2}$. V půlperiodě, kdy polovodičová dioda v usměrňovacím obvodu je pólována v závěrném směru, sčítá se napětí na vyhlazovacím kondenzátoru s napětím na sekundárním vinutí transformátoru. Maximální hodnota závěrného napětí diody U_{zavmax} , udávaná výrobcem, musí být proto větší než $2U_{m2}$.

Připojíme-li k výstupním svorkám usměrňovače zátěž R_z , napětí U_v na vyhlazovacím kondenzátoru se zmenší vlivem úbytku napětí na odporu R_i , takže $U_v < U_{m2}$. Toto vyhlazené napětí není zcela neproměnné s časem a lze jej rozložit na **ustálené stejnosměrné napětí** velikosti U_0 a malou střídavou složku nazývanou **zvlnění** U_{zvl} . Toto zvlnění je způsobeno tím, že v době, kdy usměrňovacími diodami neprochází proud (jsou pólovány v závěrném směru), je proud do zátěže R_z dodáván z nabitého vyhlazovacího kondenzátoru, který se přes odpor R_z vybíjí a napětí na jeho svorkách proto klesá. Jakmile se diody otevřou (když napětí na sekundárním vinutí transformátoru je $u_2 > U_v$), kondenzátor se znovu nabije a napětí na něm vzroste na hodnotu U_{tm} .

Velikost zvlnění U_{zvl} závisí jak na velikosti kapacity C , tak i na velikosti zátěže R_z , neboť pokles napětí při vybíjení kondenzátoru závisí na časové konstantě obvodu $\tau = R_z C$. Čím větší je τ , tím menší je zvlnění U_{zvl} . Velikost zvlnění U_{zvl} můžeme změřit např. pomocí osciloskopu a vyjadřujeme je obvykle v procentech ustáleného napětí U_0 , čímž dostaneme **činitel zvlnění**

$$p = \frac{U_{zvl}}{U_0}. \quad (8)$$

Při změnách zátěže R_z se mění velikost proudu obvodem a vlivem úbytku napětí na vnitřním odporu usměrňovače R_i dochází i ke změnám ustáleného stejnosměrného napětí U_0 . Toto napětí se může rovněž měnit při změnách vstupního střídavého napětí U_1 . Často je třeba pro náročnější aplikace zcela odstranit jak zvlnění U_{zvl} , tak i kolísání napětí U_0 při změnách zátěže R_z nebo změnách vstupního střídavého napětí. V těchto případech mezi usměrňovač a zátěž R_z zařazujeme ještě **stabilizátor napětí** (blok 4), na jehož výstupu dostaneme nezvlněné napětí U_{st} konstantní velikosti.

Nejjednodušším stabilizačním obvodem je **parametrický stabilizátor**, využívající nelineární voltampérové charakteristiky některých elektronických prvků s malým dynamickým odporem v pracovní oblasti (doutnavka, Zenerova dioda). Měřítkem kvality stabilizátoru je **činitel stabilizace** daný vztahem

$$s = \frac{\frac{\Delta U_0}{U_0}}{\frac{\Delta U_{st}}{U_{st}}} = \frac{\Delta U_0}{\Delta U_{st}} \frac{U_{st}}{U_0}, \quad (9)$$

vyjadřujícím poměr relativních změn napětí na vstupu a výstupu stabilizátoru. Cílem činnosti každého stabilizátoru je zachovávat konstantní hodnotu výstupní veličiny při změnách vstupní veličiny a proto by měl být poměr $\Delta U_0 / \Delta U_{st}$ co největší (a tedy i činitel stabilizace s co největší).

Jednoduchý stabilizátor napětí se Zenerovou diodou ZD a s připojenou zátěží R_z je na obr. 4. Podle hodnoty požadovaného stabilizovaného napětí volíme takový typ Zenerovy diody, aby její Zenerovo napětí U_Z bylo rovno požadované hodnotě stabilizovaného napětí $U_Z \approx U_{st}$. Pro každý typ Zenerovy diody udává výrobce v katalogu **maximální ztrátový výkon** $P_{Zmax} = U_Z I_{Zmax}$. Odtud můžeme vypočítat maximální přípustný proud Zenerovou diodou

$$I_{Zmax} = \frac{P_{Zmax}}{U_Z}. \quad (10)$$

Aby stabilizátor správně pracoval, musí být napětí U_0 na vstupu stabilizátoru větší než U_Z . V praxi se volí $U_0 = (2 \text{ až } 3)U_Z = (2 \text{ až } 3)U_{st}$. Odpojíme-li od výstupu stabilizátoru zátěž, bude celý proud I

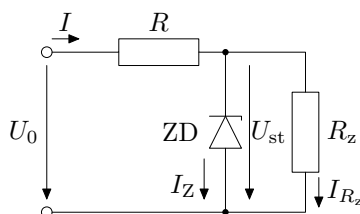
protékat Zenerovou diodou, nesmí však překročit hodnotu $I_{Z_{\max}}$. S ohledem na tento požadavek volíme hodnotu odporu R ve stabilizátoru podle vztahu

$$R = \frac{U_0 - U_Z}{I_{Z_{\max}}}, \quad (11)$$

neboť napětí na rezistoru R je $U_0 - U_Z = U_0 - U_{\text{st}}$. Připojíme-li k výstupu stabilizátoru zátěž R_z , bude zátěží procházet proud $I_{R_z} = U_{\text{st}}/R_z$ a proud Zenerovou diodou I_Z se zmenší, neboť podle I. Kirchhoffova zákona musí platit $I = I_Z + I_{R_z}$. Zmenší-li se proud Zenerovou diodou I_Z pod hodnotu $0,1I_{Z_{\max}}$, dostane se pracovní bod do ohbí voltampérové charakteristiky Zenerovy diody a stabilizátor přestává stabilizovat. Proto by měl proud zátěží splňovat podmínku

$$I_{R_z} < 0,9I_{Z_{\max}} \text{ a tedy } R_z > \frac{U_{\text{st}}}{0,9I_{Z_{\max}}}. \quad (12)$$

V praxi se při konstrukci stabilizátorů s konstantní zátěží R_z často volí přísnější podmínka $I_{R_z} \leq 0,5I_{Z_{\max}}$.

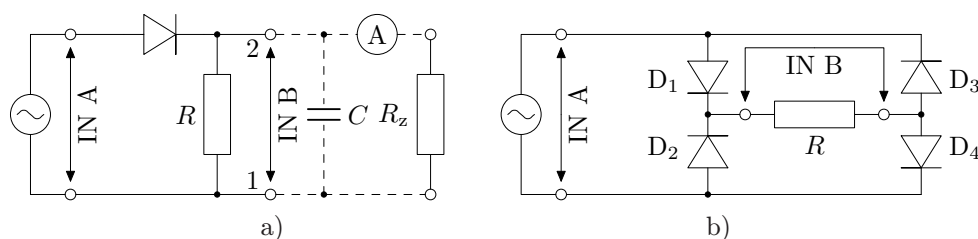


Obrázek 4: Stabilizátor se Zenerovou diodou.

§ Realizace měření

Pro měření vlastností usměrňovačů použijeme měřicí jednotku ANALOG & DIGITAL DATA UNIT výukového systému μ LAB se softwarem RC2000 (v režimu OSCILLOSCOPE) a příslušný modul COMPONENT BOARD pro zapojení usměrňovače, modul FUNCTION GENERATOR pro vytváření střídavého signálu a modul VOLTMETER DC & AC RMS pro měření (pravé) efektivní hodnoty stejnosměrných napětí. Vzhledem k použití generátoru funkcí v režimu sinusového signálu není potřeba na vstup zařazovat síťový transformátor. Při měření stejnosměrných napětí je třeba pamatovat na skutečnost, že napětí má tepavý charakter a je tedy třeba použít měřidlo, které získává skutečné střední či efektivní hodnoty výpočtem z průběhu, nikoliv jen vynásobením maximální hodnoty nějakým koeficientem (tento způsob je použitelný jen pro přesně definovaný průběh napětí, zpravidla harmonický). Vstupní napětí z generátoru přiveďte na vstup IN A měřicí jednotky, na vstup IN B přivádějte postupně vyšetřované usměrněné napětí. Nastavte spouštěcí signál (TRIGGER na vstup A a vhodně zvolte úroveň). K usměrňování použijte obyčejné křemíkové diody, hodnoty odporu R si zvolte sami tak, aby nedošlo k přetížení proudové ochrany modulů (max. 20 mA). Není-li řečeno jinak, použijte vstupní napětí s amplitudou 5 V.

Nejjednodušší jednocestný usměrňovač (obr. 5a) používá jen jednu diodu a odpor R (volte 1 k Ω), ze kterého se odebírá usměrněné napětí. Případný vyhlazovací kondenzátor se připojuje paralelně k odporu R . U dvoucestných usměrňovačů je zapotřebí nejméně dvou diod, které se zapojí tak, aby v různých půlperiodách byly různě pólovány. To je možné provést u síťového transformátoru, který má vyvedenu střední odbočku, která slouží diodám jako společný vodič. U běžného transformátoru používáme **můstkové zapojení** diod (obr. 5b), u nichž během jedné půlperiody prochází proud vždy dvěma diodami tak, aby prostředním (diagonálním) rezistorem R proud procházel stále v jednom směru.



Obrázek 5: Usměrňovač a) jednocestný, b) dvoucestný můstkový.

: Zadání úlohy

:

1. Zapojte jednocestný usměrňovač podle schematu na obr. 5a. Jako zdroj usměrňovaného napětí použijte blok FUNCTION GENERATOR, v režimu vytváření sinusového signálu s frekvencí 100 Hz a amplitudou $A = 2$ V. Zobrazte časový průběh tepavého usměrněného napětí na výstupních svorkách usměrňovače. Sledujte změnu průběhu se změnou offsetu A_{of} generovaného signálu a vysvětlete měření při $A_{of} > A$. Vyzkoušejte činnost usměrňovače pro malou amplitudu $A = 300$ mV a nulový offset.
2. K výstupním svorkám 1, 2 připojte zátěž R_z , realizovanou odporovou dekádou. Změnou odporu R_z v rozmezí 450Ω až $9 \text{ k}\Omega$ nastavujte různé hodnoty výstupního proudu I_{te} a měřte střední hodnoty napětí U_{te} . Z výsledků pak sestavte závislost $U_{te} = f(I_{te})$. Zdůvodněte, proč měřená hodnota U_{te} se liší od hodnoty určené pomocí U_{tm} a vztahu (6).
3. Na výstup usměrňovače připojte vyhlazovací kondenzátor $C = 10 \mu\text{F}$ a připojte modul VOLTMETER DC & AC RMS pro měření ustáleného stejnosměrného napětí U_0 . Změnou odporu R_z regulujte proud zátěží I_{R_z} a stanovte závislost ustáleného stejnosměrného napětí U_0 na odebíraném proudu, tj. $U_0 = f(I_{R_z})$ a také závislost činitele zvlnění $p = f(I_{R_z})$.
4. Mezi výstup jednocestného usměrňovače a zátěž R_z zařadte jednoduchý stabilizátor napětí se Zenerovou diodou. Změnou odporu R_z (realizujte i nekonečnou hodnotu odpojením) regulujte protékající proud a pomocí měření napětí U_0 a U_{st} stanovte činitel stabilizace s .
5. Zapojte dvoucestný usměrňovač v můstkovém provedení dle obr. 5b a zopakujte obdobná měření jako v bodech 1–3. Vysvětlete původ plochých oblastí mezi vlnami. Jaký výsledek dostanete, pokud z obvodu vytáhnete D_1 a D_4 ?
6. V předchozím zapojení nahraďte obyčejné diody luminiscenčními, snižte frekvenci na 0,4 Hz a napětí zvyšte na 5 V. Sledujte průběh činnosti diod a na jeho základě popište proces usměrňování.
7. Odhadněte, jaké hodnoty by vycházely pro stejnosměrná napětí v případě pouhého přepočtu z maximální hodnoty. Srovnajte údaj z VOLTMETER DC & AC RMS a digitálního multimetru při měření stejného napětí. Vysvětlete, proč s použitým vybavením nerealizujeme dvoudiodový dvoucestný usměrňovač.

Použité přístroje a pomůcky

počítač s programem RC2000, měřicí panel, zdroj napětí, A&DDU, COMPONENT BOARD, sada rezistorů, propojek, diod a kondenzátorů, odporová dekáda, FUNCTION GENERATOR, VOLTMETER DC & AC RMS, sada vodičů, digitální multimetr

Studijní prameny

přednášky z elektřiny a magnetismu a z elektroniky

:::

Bipolární tranzistor a jednostupňový zesilovač**Úloha číslo 3.**

Cílem úlohy je experimentální studium statických vlastností bipolárního tranzistoru a seznámení se s jeho linearizovanými modely. Získané hodnoty parametrů se použijí k návrhu jednoduchého tranzistorového zesilovacího stupně v zapojení se společným emitorem a proměří se jeho frekvenční charakteristiky.

: Teorie

Bipolární tranzistor je součástka, která mění svůj odpor mezi dvěma elektrodami v závislosti na napájení třetí elektrody. Tranzistor je založen na principu injekce a extrakce nosičů náboje skrz PN přechod, přičemž vedení proudu v bipolárním tranzistoru se uskutečňuje oběma typy nosičů, tj. elektrony i dírami. Struktura tranzistoru je třívrstvá (dva PN přechody), krajní vrstvy se stejným typem vodivosti se nazývají **emitor** (označení E) a **kolektor** (označení C), mezi nimi je tenká vrstva **báze** (označení B), která má opačný typ vodivosti. Z principiálního hlediska je struktura symetrická, v praxi však jsou vlastnosti emitoru a kolektoru odlišné díky technologii výroby. Podle uspořádání vrstev rozlišujeme tranzistory typu **PNP** a **NPN**. Principiálně jsou jejich činnosti stejné, liší se jen v polaritě napájecích napětí a proudů a v některých vlastnostech, které jsou závislé na fyzikálních vlastnostech elektronů či děr. V této úloze se věnujeme tranzistoru typu NPN.

Každá vrstva tranzistoru má jeden vývod, proto je tranzistor **trojpolém**, vlivem PN přechodů však nelineárním. V aplikacích však vždy musí být jeden vývod společný pro vstup i výstup a lze tedy tranzistor považovat za čtyřpól (je to výhodné také proto, že teorie čtyřpólů je dobře propracována, ovšem pouze pro lineární prvky). Podle toho, který vývod je společný, rozlišujeme zapojení tranzistoru se *společnou bází* (SB), se *společným emitorem* (SE) a se *společným kolektorem* (SC).

Protože tranzistor je nelineární prvek, byla by jeho obecná analýza složitá. Často jej proto v daném pracovním bodě *P* *linearizujeme*, což můžeme provést několika způsoby, v závislosti na předpokládném užití. Linearizace se provádí tak, že ve zvoleném bodě nahradíme nelineární závislost lineární funkcí dvou proměnných, přičemž koeficienty lineární funkce budou (teoreticky) dány první parciální derivací původní funkce podle dané proměnné. Často se užívají dva způsoby linearizace, a to **admitanční** nebo **hybridní**. Admitanční parametry y_{ij} s významem vodivosti (obecně komplexní) se zavádějí pomocí vztahů

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2, \quad (13)$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2, \quad (14)$$

a jsou funkcí jak polohy pracovního bodu P, tak dalších parametrů (např. frekvence). Hybridní (smíšené) parametry h_{ij} mají různé fyzikální jednotky, jsou zpravidla reálné a zavádějí se vztahy

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2, \quad (15)$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2. \quad (16)$$

Protože parametry závisejí i na způsobu zapojení, doplňují se ještě indexem označujícím společnou elektrodu. Například obecně definovaný **proudový zesilovací činitel**

$$h_{21} = \left(\frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \right)_{U_2=\text{konst.}} \quad (17)$$

splňuje podmínku $h_{21b} < 1$ pro zapojení SB a $h_{21e} > 1$ pro zapojení SE.

Porovnáme-li jednotlivá zapojení podle jejich vlastností, zjistíme, že obecně nejvýhodnější vlastnosti má zapojení se společným emitorem SE, a proto se používá nejčastěji. Jedině zde se dosahuje **napěťového a zároveň proudového zesílení**, a tím i výkonového zesílení. Také rozdíl mezi velikostí vstupního a výstupního odporu je v zapojení SE nejmenší, což usnadňuje spojování několika zesilovacích stupňů v jednom zesilovači. Dvě další zapojení se používají jen ve speciálních aplikacích. V této úloze se budeme zabývat jen zapojením SE.

Výše uvedené čtyřpólové parametry vystihují vlastnosti tranzistoru jen v okolí pracovního bodu P. Chování tranzistoru ve větším rozsahu napětí a proudu popisují (při pomalých změnách veličin) nejlépe **statické charakteristiky**, které se znázorňují graficky a vyjadřují vždy závislost dvou veličin, přičemž třetí veličina se uvažuje jako parametr. Ze čtyř veličin U_1 , U_2 , I_1 a I_2 lze sestavit $4! = 24$ různých soustav charakteristik. Pro praxi jsou však důležité jen čtyři z nich, a to vždy jen v jednom kvadrantu. Proto se často všechny čtyři zakreslují do jednoho grafu (obr. 6) tak, že každá zabírá jeden kvadrant. V takovém tvaru bývají charakteristiky uváděny také v katalogu výrobce. Čtveřice používaných charakteristik je

Výstupní charakteristika naprázdno

$$I_C = f(U_{CE}), \quad I_B = \text{konst.}$$

Vstupní charakteristika nakrátko

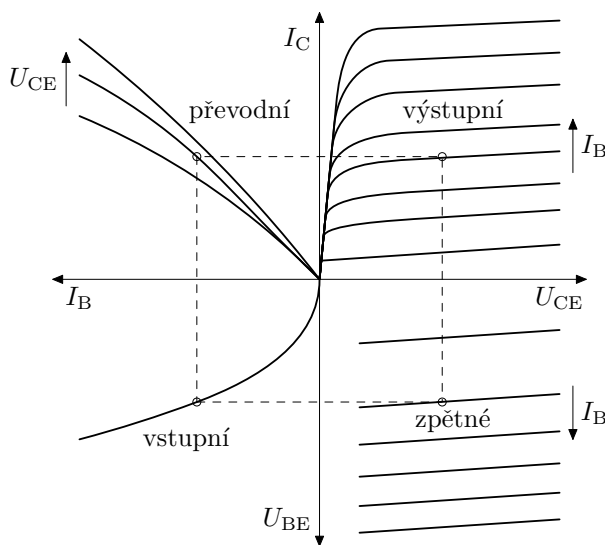
$$I_B = f(U_{BE}), \quad U_{CE} = \text{konst.}$$

Proudová převodní charakteristika nakrátko

$$I_C = f(I_B), \quad U_{CE} = \text{konst.}$$

Zpětná napěťová převodní charakteristika naprázdno

$$U_{BE} = f(U_{CE}), \quad I_B = \text{konst.}$$



Obrázek 6: Statické charakteristiky bipolárního tranzistoru.

U bipolárního tranzistoru se výrazně projevuje vliv teploty na průběh charakteristik. Můžeme ho tedy považovat i za součástku řízenou teplotou. Zpravidla však tuto vlastnost považujeme za parazitní, neboť se s teplotou mění i poloha nastaveného pracovního bodu a je proto třeba při praktických aplikacích používat stabilizaci pracovního bodu. Proto při měření charakteristik se snažíme udržovat stálou teplotu a nenecháváme tranzistorem protékat velké proudy po dlouhou dobu.

Zesilovač je aktivní čtyřpól, který je sestaven tak, aby malý vstupní signál vytvářel velkou změnu napětí na výstupu zesilovače a tím vstupní signál zesiloval. Zesílení se pak děje na úkor energie napájecího zdroje zesilovače. Pro malé signály lze zpravidla zesilovač uvažovat jako lineární čtyřpól, jehož parametry však závisí na poloze pracovního bodu. V případě lineárního zesilovače má smysl zavést frekvenčně závislé **zesílení napětí** \hat{A}_u , které je obecně komplexní a vystihuje poměr komplexně vyjádřeného výstupního napětí ku komplexně vyjádřenému vstupnímu napětí. Zcela obdobně lze zavést zesílení proudu \hat{A}_i či výkonu \hat{A}_p . Máme tedy definiční vztahy

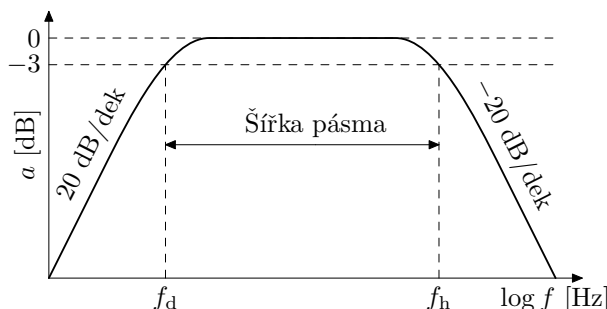
$$\hat{A}_u = \frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1}, \quad \hat{A}_i = \frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_1}, \quad \hat{A}_p = \frac{\hat{p}_2}{\hat{p}_1}. \quad (18)$$

Protože velikost zesílení se může měnit i v rozmezí několika řádů, používá se zpravidla jeho logaritmu, který se označuje jako **zisk**,

$$a_u = 20 \log \left| \frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1} \right|, \quad a_i = 20 \log \left| \frac{\hat{i}_2}{\hat{i}_1} \right|, \quad a_p = 10 \log \left| \frac{\hat{p}_2}{\hat{p}_1} \right|. \quad (19)$$

Takto vyjádřená veličina se udává v jednotkách decibel (dB) a nenese žádnou informaci o fázi zesílení. Pro posouzení vlastností zesilovačů se zpravidla kreslí frekvenční charakteristiky zisku a fáze (obr. 7). Ideální zesilovač by měl mít rovnou frekvenční charakteristiku, reálná charakteristika však na straně nízkých i vysokých kmitočtů klesá s určitou strmostí (jednoduchá zapojení mají strmost -20 dB/dek, což znamená, že při vzrůstu frekvence o jeden řád poklesne zesílení o 20 dB). Hraníční body, při kterých frekvenční charakteristika poklesne o 3 dB vzhledem ke svému maximu, se označují jako **mezí frekvence**,

a to dolní f_d a horní f_h . Rozdíl $B = f_h - f_d$ definuje **šířku pásma** zesilovače. Ve speciálních aplikacích (např. ekvalizéry) se zesilovač doplňuje frekvenčně závislými prvky, které rovnoměrnou charakteristiku přetvářejí do požadovaného tvaru.



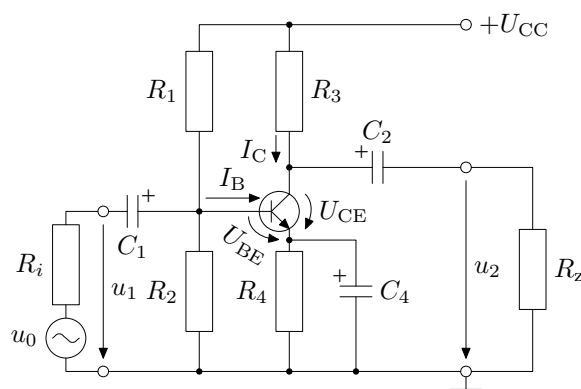
Obrázek 7: Amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače.

Tranzistorový zesilovací stupeň je nejjednodušší realizovatelný zesilovač, zpravidla je tvořen jedním tranzistorem v zapojení se společným emitorem. Obvod (obr. 8) je doplněn několika rezistory, které slouží k nastavení pracovního bodu (R_1, R_2) a k jeho stabilizaci (R_3, R_4). Kondenzátory C_1 a C_2 jsou **vazební kondenzátory**, které slouží k odstranění stejnosměrné složky, která by ovlivňovala nastavení pracovního bodu. Jejich hodnoty se pohybují v jednotkách až desítkách μF . Odpor R_4 se zařazuje pro kompenzaci teplotních změn U_{BE} . Zvyšuje-li se teplota, zmenšuje se odpor přechodu báze–emitor a tím roste i proud I_B , který následně zvyšuje I_C a posouvá pracovní bod. Zvýšený kolektorový proud tranzistor zahřívá a efekt se lavinovitě zesiluje. Zapojíme-li R_4 , bude na něm s růstem I_C růst i napětí $U_{R_4} = U_E$, což při stálém $U_B = U_{R_2}$ působí proti teplotní změně U_{BE} a celý obvod se tím stabilizuje, ale za cenu poklesu zesílení. Proto se zařazuje kondenzátor C_4 , který odpor R_4 pro vyšší frekvence „zkratuje“ a v oblasti nenulových frekvencí se pak odpor R_4 neprojeví.

K výpočtu **zesílení** daného stupně je zapotřebí nahradit tranzistor některým z jeho modelů. Protože se v zapojení vyskytují frekvenčně závislé prvky, je třeba sestavit přibližné náhradní modely pro nízké, střední a vysoké frekvence a určit v nich zesílení zvlášť. Např. na středních frekvencích lze všechny kondenzátory nahradit zkraty a pak odvodit zesílení ve tvaru

$$A_0 = -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} \left(\frac{1}{h_{22e} \parallel R_3 \parallel R_z} \right), \quad (20)$$

kde symbol \parallel značí paralelní kombinaci odporů. Je vidět, že zapojení SE obrací fázi signálu.

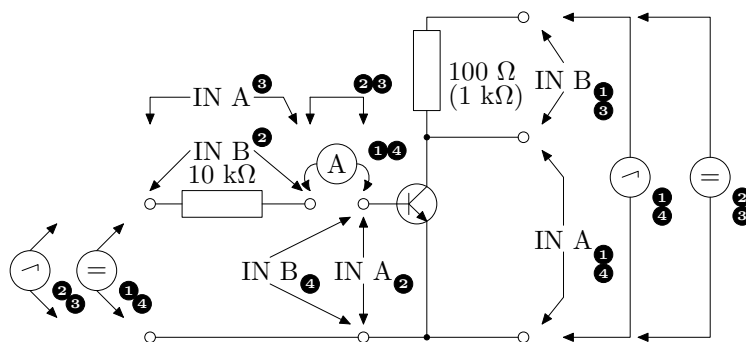


Obrázek 8: Jednostupňový zesilovač.

Podle způsobu nastavení pracovního bodu se zesilovače řadí do několika kategorií. V úloze se budeme zabývat kategorií A, která má pracovní bod umístěn přibližně uprostřed prvního kvadrantu, v oblasti, kde jsou převodní charakteristiky téměř přímkové, takže dochází k nejmenšímu zkreslení signálu.

: Realizace měření

Pro měření vlastností tranzistoru použijeme měřicí jednotku ANALOG & DIGITAL DATA UNIT výukového systému μ LAB se softwarem RC2000 a příslušný modul TRANSISTOR BIPOLAR pro zapojení tranzistoru a modul PROGRAMMABLE DC SUPPLY pro přesná nastavení parametrických napětí či proudů. Měření budeme provádět v režimu V-A CHARACTERISTICS vždy pro několik hodnot parametru, některé parametry budeme měřit externím multimetrem (parametr I_B). Tranzistor se do modulu TRANSISTOR BIPOLAR zapojuje vlevo nahoře do zdírek C B E (shodně se značením na tranzistoru). Zdíčky c, b pod ním slouží k vyřazení ochrany tranzistoru před přetížením a je nutné je zkratovat. Při sestavování zesilovače je rozpojte, až ověříte jeho funkčnost, tak je zase spojte, aby ochranné odpory neovlivňovaly výpočty.



Obrázek 9: Schema pro měření vlastností tranzistoru. Čísla 1 až 4 ukazují, co je třeba zapojit při měření úlohy 1 až 4, ANALOG OUTPUT připojte na místo zdroje se symbolem pily.

V některých úlohách (např. 2) v případě sepnutí elektronické pojistky (FUSE) nahraďte odpor $100\ \Omega$ odporem $1\ \text{k}\Omega$. Napětí U_{CE} by se správně mělo přivádět přímo na svorku kolektoru, ale bezpečnější je připojení přes ochranný odpor $100\ \Omega$. Pak je napětí udávané na displeji PROGRAMMABLE DC SUPPLY jen přibližně napětím U_{CE} , přesnou hodnotu získáte připojením digitálního multimetru nebo modulu VOLTMETER DC & AC RMS (na místo, kde se v úloze 1 připojí IN A).

Při určování hybridních parametrů by se měly určovat hodnoty ze směrnice tečny. Abychom snížili vliv nejistot, zvláště u téměř vodorovných průběhů ve výstupních charakteristikách, budeme je určovat ze sklonu sečen. Po změření charakteristiky v režimu SINGLE proto nastavte jeden kurzor na konec průběhu a druhý co nejbliž k nule tak, aby ještě stále ležel v přímkové oblasti. Nezapomeňte, že program určuje pouze odpory, takže příslušné parametry budete muset přepočítat.

Program RC2000 je určen jen pro měření V-A charakteristik v prvním a třetím kvadrantu, a to s pevně danými proudovými a napěťovými osami. Proto musíte i vstupní charakteristiky vykreslit do prvního kvadrantu, ačkoliv je potřeba je mít ve třetím a otočené. Překreslení musíte provést externím programem (editorem rastrových obrázků). Horší situace nastává v případě převodních/zpětných charakteristik, protože zde potřebujeme mít obě osy proudové/napěťové. To bohužel nelze provést, takže získané hodnoty i stupnice v grafu musíte přepočítat. V případě *převodních* charakteristik zapojte na osu x signál z bázeového odporu $10\ \text{k}\Omega$ a získané údaje přepočtete podle vztahu $x_{[\mu\text{A}]} = 10^{-4}x_{[\text{V}]}$. Proudová osa by v případě správného nastavení SENSE R měla být v pořádku. Pak platí $h_{21} = 10^4/R$, kde R je hodnota, kterou program udává jako dynamický odpor mezi polohami 1 a 2. V případě *zpětných* charakteristik nastavte SENSE R na hodnotu 1 a proudové údaje berte přímo jako napětí.

Pro měření vlastností zesilovače použijeme externí generátor pro vytváření střídavého signálu, výstup budeme měřit klasickým osciloskopem (program RC2000 zde nebudeme využívat). Vzhledem k zesílení v řádu stovek a omezení napětí na $\pm 12\ \text{V}$ nelze vstupní napětí z generátoru přivést přímo, protože má minimální amplitudu asi $100\ \text{mV}$. Proto na modelu COMPONENT BOARD zapojíme odporový dělič tvořený odpory $R_{d1} = 10\ \text{k}\Omega$ a $R_{d2} = 1\ \text{k}\Omega$, na jeho vstup připojíme generátor a napětí z odporu R_{d2} přivedeme na vstup zesilovače. Tentýž signál připojíme na vstup A osciloskopu, na vstup B budeme přivádět výstup zesilovače. Pro spojení použijte tři kabely, které mají z jedné strany BNC konektory. Vlastní měření se provádí ve frekvenčním rozsahu $1\ \text{Hz}$ až $1\ \text{MHz}$ nastavením požadované frekvence a odečtením amplitudy vstupního i výstupního signálu.

Při návrhu zesilovače počítejte s dispozicí pouze dvou odporových dekad, zbylé dva rezistory volte dle dostupných prvků. Přesné hodnoty mění pouze velikost zesílení, samotná funkce zesilovače jimi příliš ovlivněna není. Zesilovač se zesílením v řádu stovek lze realizovat (pro podmínky dané úlohou 6) s orientačními hodnotami $R_1 = 50\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 11\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 1000\ \Omega$, $R_4 = 500\ \Omega$, $C_1 = 3,3\ \mu\text{F}$, $C_2 = 1\ \mu\text{F}$ a $C_4 = 100\ \mu\text{F}$. Konkrétní hodnoty však závisejí na parametrech tranzistoru. Vzhledem k vlastnostem

systému μLAB nelze tyto parametry určit přímo v použitém pracovním bodě, ale můžeme předpokládat, že se moc nemění. Hodnotu C_2 volte tak, aby dobře odstranila stejnosměrnou složku. Při sestavování na modulu TRANSISTOR BIPOLAR připojte napětí U_{CC} na výstup zdroje napětí METEX.

Návrh tranzistorového zesilovače v zapojení SE Postup navržení zesilovacího stupně při zadání napájecího napětí U_{CC} , napětí kolektoru U_{CE} , bázevého I_B a kolektorového I_C proudu, známých parametrů tranzistoru (h_{11} , h_{22} , h_{21} , $U_{BE} \approx 0,65\text{ V}$) a zvolené frekvenční oblasti:

1. Pro napětí ve větvi kolektor–emitor platí $U_{CC} = U_{R_3} + U_{CE} + U_{R_4} = I_C R_3 + U_{CE} + U_{R_4}$. Z hlediska stabilizace by měl být R_4 co největší, ale pak na něm roste ztrátový výkon. Proto se napětí U_{R_4} volí v rozmezí $(0,1 \div 0,3)U_{CC}$, dále jej zvolíme $0,2U_{CC}$. Po zvolení můžeme určit odpor $R_4 = \frac{U_{R_4}}{I_C + I_B}$.
2. Ze zadaného napájecího napětí U_{CC} a U_{CE} určíme napětí $U_{R_3} = U_{CC} - U_{CE} - U_{R_4}$ a z něho $R_3 = \frac{U_{R_3}}{I_C}$. Tímto jsou určeny odpory R_3 a R_4 .
3. Pro obvod napěťového děliče (sloužícího k nastavení klidového pracovního bodu) platí $U_{CC} = U_{R_1} + U_{R_2} = (I_1 + I_B)R_1 + I_1 R_2$, kde I_1 je proud tekoucí děličem, který musíme zvolit (z obvodových rovnic není jednoznačně určen). Zpravidla se volí $I_1 = (1 \div 5)I_B$, což je hodnota, která zajišťuje dostatečnou tvrdost děliče a zároveň umožní, aby byl R_2 dost velký (ovlivňuje totiž vstupní odpor zesilovače a tím i zatížení budícího stupně, které by mělo být co nejmenší).
4. Pro smyčku R_2 –báze–emitor platí $U_{R_2} = I_1 R_2 = U_{BE} + U_{R_4}$, z níž lze určit $R_2 = \frac{U_{BE} + U_{R_4}}{I_1}$.
5. Z podmínky $U_{CC} = U_{R_1} + U_{R_2}$ určíme U_{R_1} a pak $R_1 = \frac{U_{CC} - U_{BE} - U_{R_4}}{I_B + I_1}$. Nyní máme určeny všechny rezistory v obvodě.
6. Vazební kondenzátory C_1 a C_2 musíme určit z mezí, které jsme si stanovili pro frekvenční pásmo zesilovače. Oba kondenzátory tvoří (s rezistory v obvodě) RC články s časovými konstantami $\tau = \frac{1}{f} = 2\pi R_i C$, kde R_i je celkový vstupní/výstupní odpor zesilovače.
7. Pro stanovení mezní dolní frekvence určíme nejprve vstupní odpor, který je dán paralelní kombinací odporů děliče R_1 , R_2 a vstupního odporu tranzistoru $R_{vst_T} = h_{11}$. Tedy $\frac{1}{R_{vst}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{vst_T}}$. Tento odpor pak s kondenzátorem tvoří hornofrekvenční propust. Pro dolní mezní frekvenci budeme požadovat, aby na ni byl pokles přenosu této propusti 3 dB. Ze vztahu pro přenos pak určíme $f_d = \frac{1}{2\pi C_1 R_{vst}} \rightarrow C_1 = \frac{1}{2\pi f_d R_{vst}}$.
8. Obdobně určíme výstupní odpor z kombinace odporů (odpor R_4 je pro vysoké frekvence zkratován kondenzátorem C_4 a proto není uvažován) R_3 , R_z (zátěž) a výstupního odporu tranzistoru $R_{vst_T} = \frac{1}{h_{22}}$, tedy $\frac{1}{R_{vst}} = h_{22} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_z}$. Pro nezatížený zesilovač ($R_z \rightarrow \infty$) pak $\frac{1}{R_{vst}} = h_{22} + \frac{1}{R_3}$. Ze vztahu pro dolní mezní frekvenci pak dostaneme $C_2 = \frac{1}{2\pi f_d R_{vst}}$.
9. Posledním krokem je volba kondenzátoru C_4 . Ten se zpravidla volí ve tvaru $C_4 \approx h_{21} C_1$.

Popis ovládání přístroje METEX MS-9160 Tento univerzální přístroj v sobě spojuje čtyři jednotky. Pro naše potřeby budeme využívat pouze dolní bloky FUNCTION GENERATOR a POWER SUPPLY. V bloku napájecího zdroje jsou tyto prvky:

- POWER – zapnutí přístroje, dále je nutno zapnout vypínač FUNCTION GENERATOR na zadní části přístroje.
- VOLTAGE – nastavuje velikost napětí na svorkách označených „0 ~ 30 V“, velikost napětí se zobrazuje na displeji.
- V/A – slouží k přepínání zobrazení odebraného napětí či proudu, je třeba nechat vypnuté.

V bloku generátoru funkcí jsou prvky:

- OUTPUT 50/600 Ω – (spodní) BNC konektor pro výstup generovaného signálu.
- AMP – amplituda výstupního signálu.
- OFFSET – posunutí nulové úrovně signálu, používejte k vyrovnání na nulu.
- SYM – symetrie některých průběhů (podíl sestupné a náběžné strany signálu).
- FUNCTION – blok přepínačů k výběru tvaru signálu – sinusový, obdélníkový nebo trojúhelníkový.
- FREQUENCY – blok přepínačů určujících řád výstupní frekvence.

Frekvence se nastavuje otáčením kolečka vpravo od bloku tlačítek FREQUENCY, skutečnou frekvenci získáme vynásobením čísla udaného na stupnici a čísla uvedeného nad stisknutým tlačítkem v bloku FREQUENCY.

: Zadání úlohy

:

1. Změřte výstupní charakteristiky tranzistoru pro několik hodnot proudu I_B . Rozkmit analogového výstupu nastavte na 5 V, frekvenci asi 100 Hz. V pracovním bodě $U_{CE} = 3$ V a $I_B = 30 \mu\text{A}$ z charakteristik určete výstupní odpor tranzistoru $1/h_{22}$.
2. Změřte vstupní charakteristiku tranzistoru pro napětí $U_{CE} = 3$ V. Rozkmit analogového výstupu nastavte na 1,6 V. V pracovním bodě $U_{CE} = 3$ V a $I_B = 30 \mu\text{A}$ z charakteristik určete vstupní odpor tranzistoru h_{11} .
3. Změřte proudovou převodní charakteristiku pro napětí $U_{CE} = 3$ V. Rozkmit analogového výstupu nastavte na 1,6 V. V pracovním bodě $U_{CE} = 3$ V a $I_B = 30 \mu\text{A}$ z charakteristik určete proudový zesilovací činitel h_{21} .
4. Změřte zpětnou napěťovou charakteristiku pro několik hodnot proudu I_B . Rozkmit analogového výstupu nastavte na 5 V.
5. S využitím parametrů určených v předchozím bodě navrhnete jednostupňový tranzistorový zesilovač pro malé napětí u_1 . Uvažujte nezatížený zesilovač a nulový odpor vstupního generátoru, dolní mezní kmitočet volte v rozmezí 10 až 30 Hz, napájecí napětí zvolte $U_{CC} = 12$ V, pracovní bod nastavujte pro $U_{CE} = 6$ V, $I_B = 30 \mu\text{A}$ a kolektorový proud zvolte $I_C = 5$ mA.
6. Navržený zesilovací stupeň sestavte, ověřte jeho funkci, stanovte zesílení pro $f = 1$ kHz a srovnajte s teoretickou hodnotou.
7. Změřte amplitudovou kmitočtovou charakteristiku zesilovače.
8. Posuďte vliv kondenzátorů (jejich změnou) a zátěže R_z .

Pozn.: Statické charakteristiky do protokolu uveďte ve formě jednoho grafu.

Doma si udělejte předběžný návrh hodnot jednotlivých součástek zesilovače. Katalogové parametry tranzistoru BC 546 jsou (typicky) $h_{11} = 2700 \Omega$, $h_{12} = 1,5 \cdot 10^{-4}$, $h_{21} = 220$, $h_{22} = 18 \mu\text{S}$.

Použité přístroje a pomůcky

počítač s programem RC2000, měřicí panel, zdroj napětí, A&DDU, TRANSISTOR BIPOLAR, COMPONENT BOARD, sada rezistorů, propojek a kondenzátorů, odporové dekády, tranzistor, PROGRAMMABLE DC SUPPLY, VOLTMETER DC & AC RMS, generátor, osciloskop, sada vodičů, digitální multimetr

Studijní prameny

přednášky z elektřiny a magnetismu a z elektroniky

∴

Operační zesilovač a jeho statické vlastnosti

Úloha číslo 4.

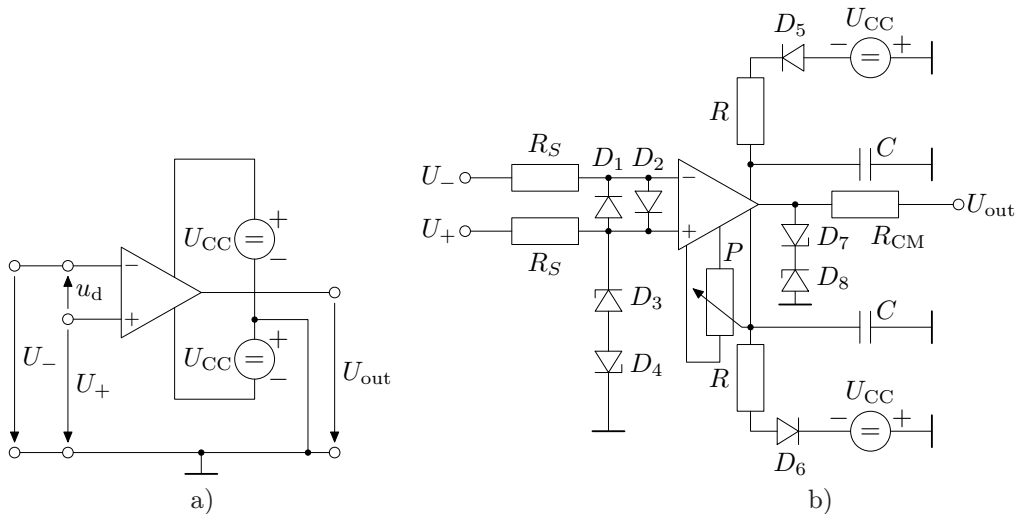
Cílem úlohy je seznámení se s vlastnostmi operačního zesilovače, způsobem řešení obvodů s OZ a s jednoduchými aplikacemi, u nichž rozhodují pouze statické vlastnosti OZ. Měří se invertující, neinvertující a rozdílový zesilovač, komparátor a funkční tvarovač.

: Teorie

Operační zesilovač (OZ) je elektronický prvek, který se vyznačuje velmi velkým zesilením diferenciálního signálu, vysokým vstupním a nízkým výstupním odporem, téměř nulovým výstupním napětím při nulovém napěťovém rozdílu na vstupu a velmi malým časovým zpožděním výstupu oproti vstupu. Název „operační“ pochází z prvních aplikací, v nichž se využíval k realizaci základních matematických operací (např. součet či logaritmování). Operační zesilovač má tyto základní vstupy:

- kladný (neinvertující) signálový vstup s napětím U_+ ,
- záporný (invertující) signálový vstup s napětím U_- ,
- výstup (obvykle jeden),
- dva napájecí vývody pro napájení ze symetrického zdroje $\pm U_{CC}$, tyto se zpravidla ve schématech s operačním zesilovačem nezakreslují.
- svorky pro napěťovou a kmitočtovou kompenzaci.

Všechna napětí, která se v obvodech s OZ uvažují, jsou vztažena k zemní svorce symetrického zdroje napětí. Rozdíl $u_d = U_+ - U_-$ se označuje jako vstupní **diferenciální napětí** a právě ono je OZ zesilováno se zesilením A_0 , tj. $U_{out} = A_0 u_d$. Teoreticky výstup OZ závisí pouze na u_d bez ohledu na absolutní hodnoty U_+ , U_- , v praxi to neplatí a dochází k nežádoucímu zesilování **souhlasného napětí** se zesilením A_g .



Obrázek 10: Operační zesilovač. a) Značení vývodů, b) ochrana vstupu a výstupu.

Vnitřně je OZ řešen sériovou kombinací několika zesilovacích bloků. Prvním blokem je vstupní rozdílový zesilovač, který napětí u_d zesiluje 1000 až 10000krát. Je tvořen dvěma paralelně umístěnými tranzistory T_1 a T_2 , které se dělí o konstantní proud $I_E = i_1 + i_2$ proudového zdroje. Vstupní napětí se přivádí na báze T_1 , T_2 a v jejich kolektorových větvích jsou zapojeny tranzistory T_3 a T_4 tvořící tzv. proudové zrcadlo (vždy platí $I_{C_3} = I_{C_4}$). Druhým blokem je střední zesilovací stupeň se zesilením asi 100, tvořený tranzistory v Darlingtonově zapojení, který zesiluje výstupní proud proudového zrcadla a impedančně odděluje vstupní zesilovač od koncového. Koncový zesilovač má jednotkové zesílení a pouze dodává výstupní výkon.

Je-li na obou vstupech OZ stejné napětí, jsou proudy oběma tranzistory stejné a proud i_v odebíraný z výstupu proudového zrcadla je nulový, což vede k nulovému výstupnímu napětí OZ. Pokud je jedno napětí větší, příslušný vstupní tranzistor se začne otevírat a bude jím protékat větší proud, což v důsledku povede k uzavření druhého vstupního tranzistoru. Pak bude platit $i_v = \pm I_E$, což vede k otevření/uzavření tranzistorů ve středním stupni a k napětí $\mp U_{max}$ na výstupu OZ (U_{max} je napájecí napětí snížené o úbytky na PN přechodech). Na výstupu OZ tedy můžeme dostat jen tři úrovně signálu, což je v souladu s ideálním

nekonečným zesílením. V reálných aplikacích, kde potřebujeme výstup se spojitou „škálou“ výstupních úrovní, musíme OZ doplnit nějakým typem **zpětné vazby**. Je však zřejmé, že výstup nemůže přesáhnout velikost napájecího napětí, zmenšeného o úbytky na PN přechodech, a proto může u velkých vstupních signálů dojít k **saturaci** OZ.

V praxi se obvod OZ zpravidla doplňuje *ochrannými prvky* – diodami, které brání přepětí. Mezi vstupy „+“ a „-“ se paralelně zapojí dvě obyčejné diody, které nedovolí rozdílovému napětí přesáhnout v absolutní hodnotě asi 0,7V. Ke kladnému vstupu se proti zemi připojí sériová kombinace opačně polarizovaných Zenerových diod, které zabrání velkému napětí vůči zemi. Do větvi napájení OZ se zapojují diody, které zabrání poškození při špatné polaritě napájecího napětí a slouží i jako ochrana proti rušení. Další dvě Zenerovy diody se připojují mezi výstup OZ a zem a brání poškození OZ indukovaným napětím, pokud by byla připojena zátěž s indukčním charakterem. Na výstup se také zařazuje malý odpor bránící výkonovému přetížení.

Funkci, kterou bude v obvodu OZ vykonávat, definuje jeho zpětná vazba. Obvod zpětné vazby může obsahovat aktivní i pasivní prvky a propojuje přes OZ zdroj signálu (u_{in} , i_{in}) se zátěží. Zpětná vazba se definuje pomocí své **operační rovnice**

$$u_{out} = f_1(u_{in}, i_{in}), \quad i_{out} = f_2(u_{in}, i_{in}). \quad (21)$$

Analýza zapojení OZ Uvažujme, že vlastní OZ má přenos diferenciálního napětí A_0 a k němu připojená zpětná vazba má přenos β . Bez zpětné vazby platí $u_{out} = A_0 u_{in}$. Z výstupního napětí zpětná vazba přenese zpět na vstup napětí $u_{zv} = \beta u_{out}$, které se sečte s u_{in} , tj. máme $u_{vst} = u_{in} + \beta u_{out}$. Po zesílení se toto napětí musí rovnat výstupnímu, tedy $A_0(u_{in} + \beta u_{out}) = u_{out}$. Po úpravách získáme zesílení se zpětnou vazbou

$$A = \frac{u_{out}}{u_{in}} = \frac{A_0}{1 - \beta A_0}, \quad (22)$$

kteří v případě ideálního OZ ($A_0 \rightarrow \infty$) je určováno jen parametry zpětné vazby, $A_{id} = -\frac{1}{\beta}$. V případě, že zpětná vazba obsahuje frekvenčně závislé prvky, je zesílení obecně komplexní.

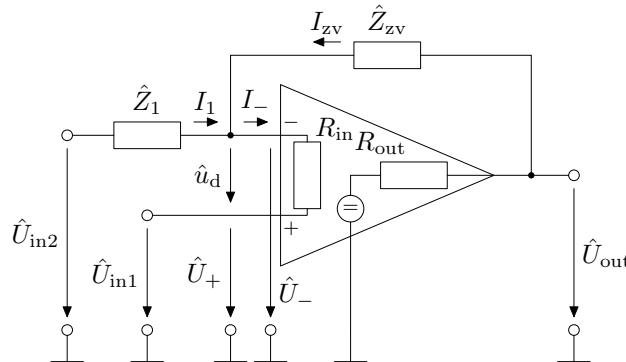
Obecné zapojení OZ s komplexními impedancemi je na obr. 11. Zpravidla se řeší v aproximaci ideálního zesilovače, který má $R_{in} \rightarrow \infty$, $R_{out} \rightarrow 0$ a $A_0 \rightarrow \infty$. Pak musí být diferenciální napětí nulové, protože výstupní napětí musí být konečné a $\lim_{A_0 \rightarrow \infty} u_d = \lim_{A_0 \rightarrow \infty} \frac{u_{out}}{A_0} = 0$. Protože vstupní odpor je nekonečný, nemůže do vstupů téci proud a dle prvního Kirchhoffova zákona musí platit

$$I_- = I_1 + I_{zv} = \frac{\hat{U}_{in1} - \hat{U}_{in2}}{\hat{Z}_1} + \frac{\hat{U}_{out} - \hat{U}_{in1}}{\hat{Z}_{zv}} = 0, \quad (23)$$

z čehož plyne

$$\hat{U}_{out} = \hat{U}_{in1} \left(1 + \frac{\hat{Z}_{zv}}{\hat{Z}_1} \right) - \hat{U}_{in2} \frac{\hat{Z}_{zv}}{\hat{Z}_1}. \quad (24)$$

Tato rovnice se pak používá k řešení jednotlivých aplikací.



Obrázek 11: Obecné zapojení operačního zesilovače.

V případě, že A_0 je konečné, dojdeme obdobným postupem k výsledku

$$\hat{U}_{out} = \frac{\hat{U}_{in1} \left(1 + \frac{\hat{Z}_{zv}}{\hat{Z}_1} \right) - \hat{U}_{in2} \frac{\hat{Z}_{zv}}{\hat{Z}_1}}{1 + \frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{\hat{Z}_{zv}}{\hat{Z}_1} \right)}. \quad (25)$$

Uvedený způsob řešení operačního zesilovače budeme dále aplikovat na některé speciální případy, a to za předpokladu ideálního zesilovače.

Invertující zesilovač Pro jeho zesílení platí

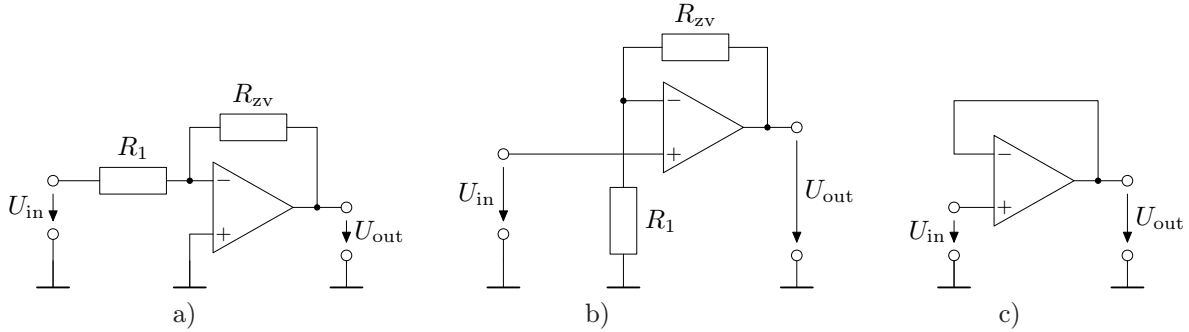
$$A = \frac{-\frac{R_{zv}}{R_1}}{1 + \frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_{zv}}{R_1}\right)} \stackrel{A_0 \rightarrow \infty}{=} -\frac{R_{zv}}{R_1}. \quad (26)$$

Výstupní signál je tedy fázově posunut o 180° vzhledem ke vstupnímu signálu. Volbou R_1 a R_{zv} lze měnit zesílení v širokém rozsahu. Odpor R_1 v sobě zahrnuje i vnitřní odpor zdroje signálu. Zároveň určuje vstupní odpor invertoru, protože je virtuálně uzemněn ($u_d = 0$). Výstupní odpor zapojení je asi 100Ω .

Při volbě hodnot odporů je třeba respektovat omezující pravidla daná typem použitého OZ. Zpětno-vazební odpor by neměl překročit $10 \text{ M}\Omega$, protože jinak vznikají problémy s nestabilitou a šumem OZ. Dále je velikost odporů R_{zv} a R_1 nutné volit tak, aby zesílení invertoru bylo podstatně menší než zesílení A_0 použitého OZ.

Vlivem konečného zesílení A_0 dochází k určité chybě, která je dána vztahem $\varepsilon \doteq -\frac{100}{\beta A_0} [\%]$, kde $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{zv}}$ a v případě $R_{zv} \gg R_1$ pak $\beta \approx \frac{R_1}{R_{zv}} = \frac{1}{A}$, z čehož plyne $\varepsilon \approx -100 \frac{A}{A_0}$.

Zvláštní případ nastává pro $R_1 = 0$, kdy je výstup přímo úměrný proudu (podmínka z I. Kirchhoffova zákona má tvar $I_1 = \frac{U_{\text{out}}}{R_{zv}}$) a obvod pracuje jako *převodník proudu na napětí*.



Obrázek 12: Zesilovač a) invertující, b) neinvertující, c) napěťový sledovač.

Neinvertující zesilovač Má zesílení

$$A = \frac{1 + \frac{R_{zv}}{R_1}}{1 + \frac{1}{A_0} \left(1 + \frac{R_{zv}}{R_1}\right)} \stackrel{A_0 \rightarrow \infty}{=} 1 + \frac{R_{zv}}{R_1}. \quad (27)$$

Výstupní signál je nyní ve fázi se vstupním a nikdy nemůže být menší. Vstupní odpor neinvertujícího zesilovače bývá 10^9 až $10^{14} \Omega$, výstupní odpor je asi 100Ω .

V případě, že je $R_{zv} = 0$ a $R_1 \rightarrow \infty$ (tedy výstup je napojen přímo na invertující vstup, který není odpojem spojen se zemí), vychází zesílení $A = 1$ a dostáváme **napěťový sledovač**, který na výstupu přesně kopíruje vstupní signál. Vzhledem k vlastnostem OZ toto zapojení může sloužit k *impedančnímu přizpůsobení* – velký vstupní odpor málo zatěžuje generátor signálu a malý výstupní odpor příliš neovlivňuje následující elektronické obvody.

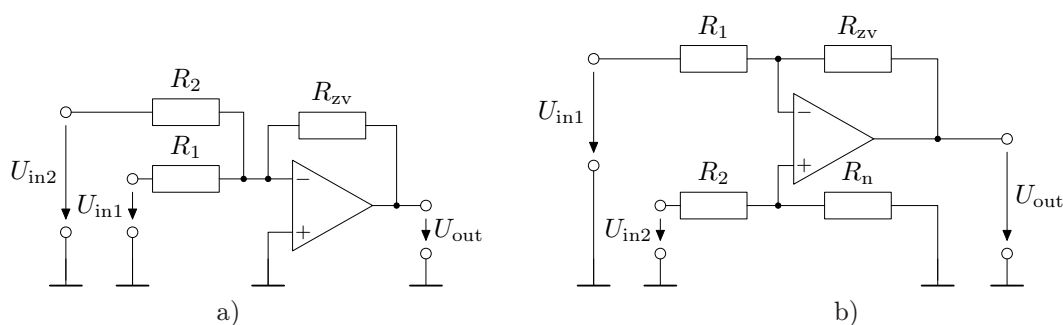
Invertující sumátor Jeho výstupní napětí je dáno váženým součtem vstupních napětí na invertujícím vstupu,

$$U_{\text{out}} = - \left(\frac{R_{zv}}{R_1} U_{\text{in}1} + \frac{R_{zv}}{R_2} U_{\text{in}2} + \dots \right) = -R_{zv} \sum_{k=0}^N \frac{1}{R_k} U_{\text{in}k}. \quad (28)$$

Pokud platí $R_1 = R_2 = \dots = R_N = R_{zv}$, je výstup roven záporně vzatému součtu všech napětí. Je-li $R_1 = R_2 = \dots = R_N = \frac{R_{zv}}{N}$, je výstup aritmetickým průměrem, $U_{\text{out}} = -\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N U_{\text{in}k}$.

Rozdílový zesilovač V případě jednoho kladného a jednoho záporného vstupu je výstupní napětí

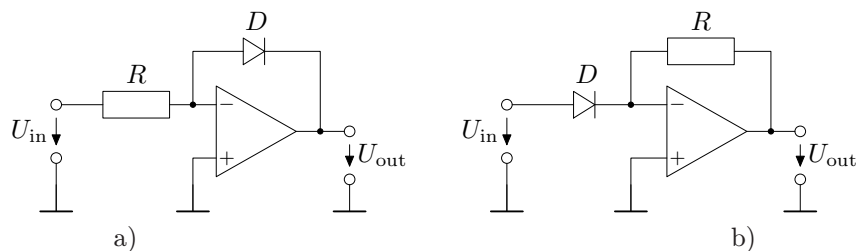
$$U_{\text{out}} = \frac{R_n}{R_2 + R_n} \left(1 + \frac{R_{zv}}{R_1}\right) U_{\text{in}2} - \frac{R_{zv}}{R_1} U_{\text{in}1}, \quad (29)$$



Obrázek 13: a) Invertující sumátor, b) rozdílový zesilovač.

a speciálně pro $R_n/R_{zv} = R_2/R_1$ je výstup úměrný rozdílu obou napětí, $U_{out} = \frac{R_{zv}}{R_1}(U_{in2} - U_{in1})$.

Funkční měniče Jde o taková zapojení, v nichž je výstupní napětí rovno předem nadefinované funkci vstupního napětí, tj. $U_{out} = f(U_{in})$, a realizuje se použitím nelineární operační sítě. Existují dva způsoby vytváření funkčních měničů. První z nich je **aproximační funkční měnič**, který využívá *odporu závislého na napětí*, pomocí něhož se zvolená funkce aproximuje lomenou čarou (funkční síť často obsahuje paralelní kombinace větví s diodami a odpory – při nízkém napětí je dioda uzavřena a příslušná větev má nekonečný odpor, v zapojení se neprojeví; když se napětí zvýší nad prahové napětí diody, dioda začne vést a do funkční sítě připojí větev s daným odporem, který změní celkové zesílení OZ). Druhou skupinou jsou **spojité funkční měniče**, které modelují danou funkci přímo, přičemž využívají nelineárních V-A charakteristik nějakého elektronického prvku.



Obrázek 14: Zesilovač a) logaritmický, b) antilogaritmický.

Příkladem druhé skupiny může být **logaritmický zesilovač**, který v obvodu zpětné vazby obsahuje diodu. Protože pro proud diody přibližně platí $I_D \approx I_0 e^{\frac{eU_D}{kT}}$, získáváme z podmínek $U_D = U_{out}$, $I_{in} = \frac{U_{in}}{R}$ a $I_{in} + I_D = 0$ výsledek

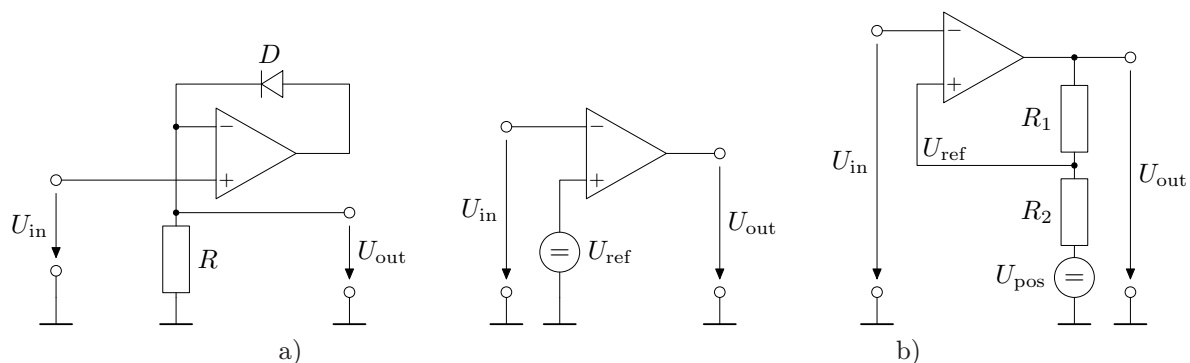
$$U_{out} = -\frac{kT}{e} \left(\ln \frac{U_{in}}{R} - \ln I_0 \right). \quad (30)$$

Dioda však poskytuje jen malý dynamický rozsah, větší rozsah umožní zapojení tranzistoru. Logaritmické zesilovače se často používaly k realizaci násobení signálů, kde se využilo vztahu $\ln(xy) = \ln x + \ln y$. Oba signály se nejprve zlogaritovaly, pak se sečetly a výsledek se odlogaritoval (antilogaritoval). Obdobně se realizuje dělení signálů.

U obou skupin platí, že přesunutím funkční sítě, realizující funkci $F(x)$, z obvodu zpětné vazby do obvodu vstupu lze získat měnič realizující inverzní funkci $F^{-1}(x)$. S jednou operační sítí lze tedy realizovat např. funkce x^2 a \sqrt{x} .

Přesný usměrňovač Všechny usměrňovače, které se studovaly v úloze 2, nebyly schopny usměrnit napětí menší než je prahové napětí diody. Pokud taková napětí potřebujeme usměrňovat, můžeme využít zapojení s OZ. Je-li napětí U_{in} kladné, je dioda polarizována v propustném směru, OZ vyrovnává napětí mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem a musí pro $U_- = RI_D$ platit $U_- = U_{in}$. Proto je i výstupní napětí $U_{out} = U_{in}$. Je-li napětí záporné, je obvod zpětné vazby přerušena a odporem R neprotéká proud (vstup OZ má nekonečný odpor), a proto je $U_{out} = 0$.

Komparátor Slouží ke srovnání velikostí dvou signálů – výstup OZ rozlišuje tři stavy: první signál je menší, první signál je větší a signály jsou shodné. Jak už bylo psáno dříve, toto chování odpovídá samotnému OZ bez zpětné vazby. Často je jeden ze signálů pevně nastaven na určitou hodnotu U_{ref} a sleduje se překročení této úrovně, při kterém dojde k obrácení polarity výstupu.



Obrázek 15: a) Usměrňovač, b) komparátor c) s hysterezi.

Uvedené zapojení překlápí polaritu výstupu okamžitě po dosažení zvolené úrovně. Mnohdy je žádoucí, aby překlápění vykazovalo **hysterezi**, tj. přechod mezi polaritami nastával při jiných napětích při vzrůstu a poklesu signálu. Toho lze docílit zařazením odporového děliče R_1 , R_2 mezi výstup a zem, jehož napětí $U_{\text{ref}} = \pm U_{\text{max}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ slouží jako referenční napětí a přivádí se na neinvertující vstup. Tím vzniká kladná zpětná vazba, která způsobí na výstupu maximální velikost napětí. K překlopení nedojde při nulové hodnotě, ale až při $U_{\text{in}} = U_{\text{ref}}$, a vzhledem k tomu, že U_{ref} je odvozeno z výstupního napětí, které při překlopení změní znaménko, vzniká hystereze o velikosti $2U_{\text{ref}}$. Pokud nechceme, aby k hysterezi docházelo v okolí nuly, musíme napětí děliče posunout přidavným zdrojem U_{pos} .

: Realizace měření

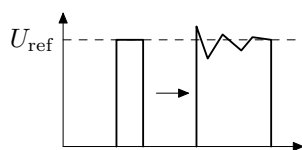
Pro měření zapojení operačního zesilovače použijeme měřicí jednotku ANALOG & DIGITAL DATA UNIT výukového systému μLAB se softwarem RC2000 v režimu OSCILLOSCOPE a OSCILLOSCOPE & GENERATOR a příslušný modul OPERATIONAL AMPLIFIER. Jako zdroj signálu budeme používat buď výstup z FUNCTION GENERATOR v případě sinusových a obdélníkových průběhů, nebo ANALOG OUTPUT v případě „ručně“ vytvářených průběhů. Pomocné napětí do 10 V budeme získávat ze zdroje integrovaného v modulu COMPONENT BOARD pomocí odporového děliče.

K výstupu OZ připojíme vstup IN B a případně VOLTMETER DC & AC RMS, vstup IN A budeme připojovat na vhodný vstup OZ, v případě sumátoru a rozdílového zesilovače bohužel druhý vstupní signál nelze sledovat. Průběhy sledujte v časovém rozvinutí VIEW YT. Pro odpory R_1 a R_2 , jejichž hodnoty se budou měnit, používejte přednostně odporové dekády. Při měření komparátoru nepoužívejte výstup OZ přímo, ale přes ochranný odpor $R = 500 \Omega$ k němu připojte diodový omezovač napětí (použijte modul COMPONENT BOARD). Pro snazší srovnání průběhu můžete připojit svorky IN B s opačnou polaritou.

: Zadání úlohy

1. Vytvořte si v editoru libovolný průběh signálu $U_{\text{in}*}(t)$ a uložte jej.
2. Zapojte invertující zesilovač a ověřte graficky jeho funkci pro vstupní napětí sinusové, obdélníkové a $U_{\text{in}*}(t)$. Připojte na vstup PROGRAMMABLE DC SUPPLY, na výstup VOLTMETER DC & AC RMS a změnou odporů R_1 a R_{zv} ověřte vzorec (26) pro zesílení invertoru, i pro případ $A < 1$. Připojte na vstup digitální multimetr ve funkci ampérmetru, nastavte $R_1 = 100 \Omega$, $R_{zv} = 1 \Omega$ a ověřte funkci převodníku proudu na napětí.
3. Zapojte neinvertující zesilovač a ověřte graficky jeho funkci pro vstupní napětí sinusové, obdélníkové a $U_{\text{in}*}(t)$. Připojte na vstup PROGRAMMABLE DC SUPPLY, na výstup VOLTMETER DC & AC RMS a změnou odporů R_1 a R_{zv} ověřte vzorec (27) pro zesílení invertoru. Ověřte funkci napěťového sledovače.
4. Zapojte invertující sumátor a přiveďte na oba jeho vstupy stejný signál. Ověřte graficky funkci sumátoru pro $R_1 = R_2$ a $R_1 = 2R_{zv}$. Pak na jeden ze vstupů přiveďte napětí z PROGRAMMABLE DC SUPPLY a sledujte reakci výstupu při změně jeho napětí. Na první vstup přiveďte napětí z modulu COMPONENT BOARD a připojte k němu digitální multimetr v režimu voltmetru. Na druhý vstup přiveďte napětí z PROGRAMMABLE DC SUPPLY, k výstupu sumátoru připojte VOLTMETER DC & AC RMS. Ověřte číselně funkci sumátoru pro různá napětí obou vstupů a různé hodnoty R_1 , R_2 a R_{zv} . Ověřte funkci pro velká zesílení.
5. Zapojte rozdílový zesilovač a přiveďte na oba jeho vstupy stejný signál. Ověřte graficky funkci rozdílového zesilovače pro různé kombinace odporů a speciálně pro $\frac{R_n}{R_{zv}} = \frac{R_2}{R_1}$. Obdobně jako v předchozí

- úloze zapojte zdroj 10 V, digitální multimetr, PROGRAMMABLE DC SUPPLY a VOLTMETER DC & AC RMS a ověřte číselně funkci pro různé hodnoty R_1 , R_2 , R_n a R_{zv} .
6. Vytvořte si napěťový průběh ve tvaru pily (tj. pozvolný lineární nárůst následovaný strmým lineárním poklesem) s amplitudou 5 V. Zapojte logaritmický zesilovač s $R = 2\text{ k}\Omega$ a přiveďte na jeho vstup vytvořený signál. Ověřte graficky logaritmický průběh.
 7. Zapojte přesný usměrňovač a přiveďte postupně na jeho vstup sinusové napětí s amplitudou 2 a 0,3 V. Srovnajte získané průběhy s výsledky úlohy 2 (Studium vlastností usměrňovačů střídavého proudu).
 8. Vytvořte si napěťový průběh ve tvaru impulsů (tenkých obdélníků) s různou amplitudou. Zapojte komparátor a nastavte $U_{\text{ref}} = 0\text{ V}$ pomocí PROGRAMMABLE DC SUPPLY. Sledujte průběh na osciloskopu a postupně zvyšujte U_{ref} .
 9. Vytvořte si obdenný průběh jako v předchozí úloze, ale zvolte nyní širší pulsy a jejich rovné vrcholy nahraďte nerovnými (simulujte vliv šumu na impuls). Nastavte napětí U_{ref} tak, aby odpovídalo předchozí výšce pulsu a sledujte výstup komparátoru. Pak zapojte komparátor s hysterezí a použijte $U_{\text{pos}} = U_{\text{ref}}$ a sledujte změnu výstupního signálu v závislosti na změně velikosti hystereze (od nulové).



Obrázek 16: Způsob deformace impulsu.

Použité přístroje a pomůcky

počítač s programem RC2000, měřicí panel, zdroj napětí, A&DDU, OPERATIONAL AMPLIFIER, COMPONENT BOARD, sada rezistorů, propojek, kondenzátorů a diod, odporové dekády, FUNCTION GENERATOR, PROGRAMMABLE DC SUPPLY, VOLTMETER DC & AC RMS, sada vodičů, digitální multimetr

Studijní prameny

přednášky z elektřiny a magnetismu a z elektroniky

∴

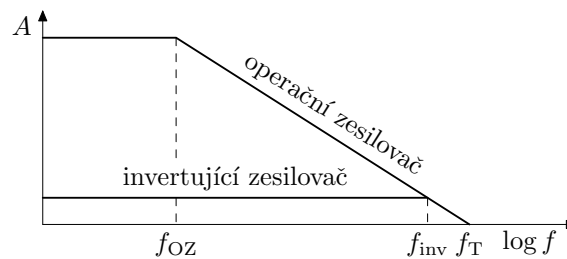
Dynamické vlastnosti operačního zesilovače

Úloha číslo 5.

Cílem úlohy je seznámení se s aplikacemi operačního zesilovače, které jsou výrazně ovlivněny jeho frekvenčními a časovými charakteristikami. Jedná se o zapojení integrátoru, derivátoru, různých aktivních filtrů a obvodu syntetické indukčnosti.

: Teorie

Ideální operační zesilovač má zesílení nezávislé na frekvenci. Reálný zesilovač zesiluje rovnoměrně až do mezní frekvence f_{OZ} , dále jeho frekvenční charakteristika klesá se strmostí asi 20 dB/dek a protíná osu 0 dB při frekvenci f_T . Mezní frekvence je však u běžných operačních zesilovačů relativně vysoká, v řádu stovek kHz a v nízkofrekvenčních aplikacích se tedy neprojevuje. Pro vysokofrekvenční aplikace je důležité si uvědomit, že frekvenční charakteristika zapojení OZ závisí i na operační síti, a může být i širší než u samotného OZ. Například invertující zesilovač má oblast rovnoměrného zesílení větší, $f_{inv} = \frac{f_T}{A} > f_{OZ}$, protože zesílení má menší hodnotu a spadá tedy do rozšiřující se části frekvenční charakteristiky OZ (obr. 1).



Obrázek 17: Amplitudová frekvenční charakteristika OZ a invertujícího zesilovače.

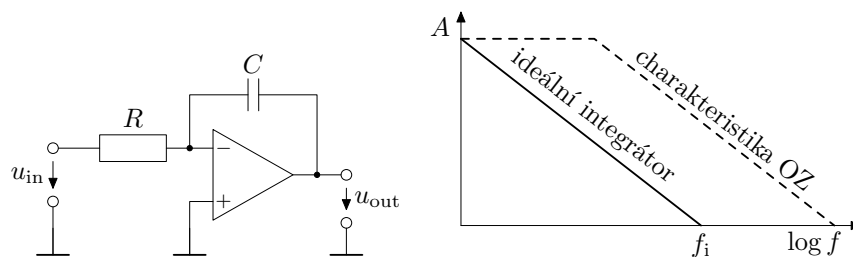
Integrátor Nahradíme-li v zapojení invertujícího zesilovače zpětnovazebný rezistor R_{zv} kondenzátorem C , získáme integrátor. Pro jeho analýzu předpokládáme, že kondenzátor je v čase $t = 0$ vybitý. Po přivedení napětí u_{in} začne procházet odporem R proud $i_{in} = \frac{u_{in}}{R}$ (vstup „-“ je totiž virtuálně uzemněn), který musí být kompenzován nabíjecím proudem zpětnovazebního kondenzátoru $i_C = C \frac{du_{out}}{dt}$, aby proud tekoucí do vstupu „-“ byl nulový. Z rovnosti obou proudů dostaneme základní rovnici

$$\frac{u_{in}}{R} + C \frac{du_{out}}{dt} = 0, \quad (31)$$

jejíž řešení je

$$u_{out}(t) = -\frac{1}{\tau} \int_0^t u_{in}(t') dt', \quad (32)$$

kde $\tau = RC$ je časová konstanta integrátoru. V případě, že by byl v počátku kondenzátor nabit na napětí U_0 , bude výstupní průběh o toto napětí posunut.



Obrázek 18: Integrátor a jeho amplitudová frekvenční charakteristika.

Vlastnosti reálného integrátoru jsou určeny zejména konečným zesílením A_0 , konečnou šířkou pásma přenosu OZ a konečným napájecím napětím. Dojde-li ke skokové změně napětí u_{in} z nuly na hodnotu U_{in} , mělo by teoreticky napětí lineárně stoupat až do nekonečna rychlostí $\frac{1}{\tau}$. U reálného zesilovače však musí být napětí konečné, a proto bude (v absolutní hodnotě) stoupat podle vztahu

$$u_{out}(t) = -\left(1 - e^{-\frac{t}{A_0\tau}}\right) A_0 U_{in}. \quad (33)$$

Při dlouhých dobách integrace tak vzniká chyba $\varepsilon = \frac{100t}{2A_0\tau}$ [%]. Proto se obvykle používá jen krátká doba integrace, aby chyba byla zanedbatelná. V případě rychlých integrátorů je nutno uvážit ještě časové zpoždění τ_p odezvy na skokovou změnu vstupního napětí.

Abychom vyjádřili komplexní přenos integrátoru, přivedeme na jeho vstup harmonické napětí $u_{in}(t) = U \cos \omega t$, které vytvoří výstupní napětí

$$u_{out}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U \cos \omega t' dt' = -\frac{1}{\omega RC} U \sin \omega t. \quad (34)$$

Přenos pak obdržíme ve tvaru

$$\hat{A} = \frac{\hat{U}_{out}}{\hat{U}_{in}} = -\frac{1}{j\omega RC}, \quad |\hat{A}| = \frac{1}{\omega RC} = \frac{1}{\omega\tau}. \quad (35)$$

Amplitudová charakteristika ideálního integrátoru má jediný pól v počátku a je znázorněna přímkou se strmostí -20 dB/dek, která protíná osu 0 dB v bodě odpovídajícím charakteristické frekvenci

$$f_i = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi\tau}. \quad (36)$$

Za touto frekvencí přestává integrátor pracovat.

Derivátor Jestliže vyměníme v integrátoru kondenzátor a rezistor, dostaneme v souladu s poučkou o inverzních funkcích zapojení derivátoru. Opět můžeme sestavit rovnici popisující proudovou rovnováhu u invertujícího vstupu

$$C \frac{du_{in}}{dt} + \frac{u_{out}}{R} = 0 \quad (37)$$

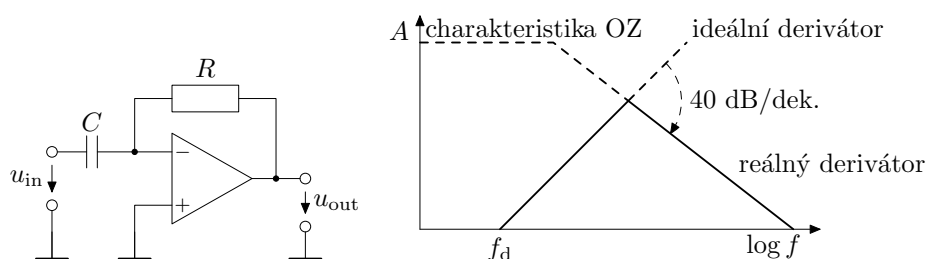
a obdržíme její řešení

$$u_{out} = -RC \frac{du_{in}(t)}{dt}, \quad (38)$$

v níž opět zavedeme časovou konstantu derivátoru $\tau = RC$. U derivátoru se uplatňují stejné zdroje chyb jako u integrátoru a skutečná odezva je derivaci rovna jen přibližně:

$$u_{out} = -\left(1 - e^{-\frac{A_0}{\tau}t}\right) \tau \frac{du_{in}(t)}{dt}. \quad (39)$$

U reálného derivátoru je možný rozsah časových konstant omezen podmínkou $\tau \leq \frac{|U_{outmax}|}{\left|\frac{du_{in}}{dt}\right|_{max}}$.



Obrázek 19: Derivátor a jeho amplitudová frekvenční charakteristika.

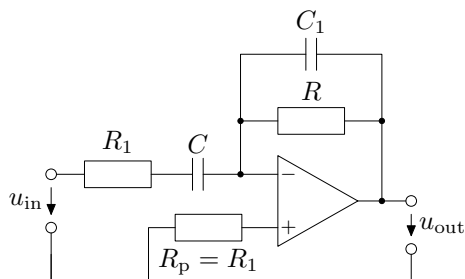
Pro stanovení zesílení derivátoru využijeme stejný postup jako u integrátoru a obdržíme

$$\hat{A} = -j\omega RC, \quad |\hat{A}| = \omega RC = \omega\tau. \quad (40)$$

Amplitudová frekvenční charakteristika derivátoru je znázorněna přímkou se strmostí $+20$ dB/dek, která protíná osu 0 dB v bodě $f_d = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi\tau}$. Od frekvence f_p je však ovlivněna klesající frekvenční charakteristikou samotného OZ a ve výsledku má strmost o 40 dB/dek menší než odpovídá ideálnímu derivátoru. To je příčinou značné nestability zapojení (zpětná vazba způsobuje posuv fáze 90° , ke kterému se přidává posuv samotným OZ, který také může být 90° , a výsledný fázový posuv je 0°). Nestabilitu rovněž ovlivňuje citlivost na vysokofrekvenční složky šumu, protože amplituda napětí závisí přímo úměrně na ω .

Prakticky se proto realizuje složitější derivátor, který obsahuje minimálně odpor R_1 , často i kondenzátor C_1 . Zařazením R_1 se omezí zesílení při vyšších frekvencích než $f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C}$ a obdobně C_1 omezí zesílení od $f_2 = \frac{1}{2\pi R C_1}$. Při vhodné volbě R_1 a C_1 téměř nedojde k ovlivnění pracovních kmitočtů derivátoru. Zpravidla se volí $R_1 C = C_1 R = \tau_c = \frac{1}{f_c}$ a $f_c < \sqrt{f_T f_d}$. Pak pro zesílení platí

$$|\hat{A}| = \frac{\tau\omega}{1 + \tau^2\omega^2}. \quad (41)$$



Obrázek 20: Reálné zapojení derivátoru.

Derivátor a integrátor také můžeme vytvořit pomocí RC členu, ke kterému připojíme OZ v zapojení napěťového sledovače. Pak integraci či derivaci vytváří RC člen a OZ jen zajišťuje nízké zatížení členu, aby pracoval (téměř) naprázdno.

Aktivní filtry Frekvenční filtry slouží ke třídění signálů z hlediska jejich frekvenčních spekter. Pokud na vstup přivedeme signál obsahující frekvence $f \in \langle 0, \infty \rangle$, na výstupu dostaneme signál obsahující pouze frekvence z intervalu $\langle f_d, f_h \rangle$, který nazýváme **pásmem propustnosti**. Doplnkové intervaly $\langle 0, f_d \rangle$ a $\langle f_h, \infty \rangle$ se nazývají **pásma tlumení**. Činnost filtru se samozřejmě projeví i v energetické bilanci: část energie vstupního signálu se od vstupu filtru odrazí, část energie se rozptýlí na reálných odporech filtru a zbylá část energie, která odpovídá pásmu propustnosti filtru, prochází na výstup filtru.

Filtry lze dělit podle stavebních prvků na pasivní a aktivní. **Pasivní filtr** se skládá z odporů, cívek a kondenzátorů a při filtraci na něm dochází i k utlumení propuštěného signálu. Připojení zátěže k výstupu pak značně ovlivňuje filtrační funkci. **Aktivní filtr** obsahuje (polovodičové) prvky, které dokáží kompenzovat útlum signálu pasivními prvky a zároveň impedančně oddělit vstup od výstupu tak, aby zátěž neměla vliv na filtraci. Použití aktivních prvků také umožní konstrukci filtrů bez použití indukčností, které bývají objemné a technologicky náročné.

Obdobně jako u zesilovačů se filtr jakožto čtyřpól charakterizuje napěťovým přenosem

$$\hat{F}(j\omega) = \frac{\hat{u}_{out}}{\hat{u}_{in}}. \quad (42)$$

Narozdíl od zesilovače však ideální přenos filtru není konstantní pro všechny frekvence, ale jen v pásmu propustnosti a nulový v pásmech tlumení. Graf ideálního přenosu (v logaritmickém vyjádření) tedy obsahuje strmé přechody, čehož není možné v praxi dosáhnout. Reálný filtr má určitou přechodnou oblast s pozvolným přechodem, který lze v oblasti nepropustnosti asymptoticky aproximovat přímkou s konečnou strmostí, podle které se rozlišuje **řád filtru**. Filtry 1. řádu mají strmost 20 dB/dek, filtry obecně n -tého řádu mají strmost $20n$ dB/dek.

Podle tvaru přenosové charakteristiky rozeznáváme dolní propust, horní propust, pásmovou propust a pásmovou zádrž. První dva typy lze považovat za základní, druhé dva získáme (alespoň teoreticky) jejich sériovou (propust) a paralelní (zádrž) kombinací při vhodné zvolených horních a dolních frekvencích. Filtry se charakterizují svou **šířkou pásma** $\Delta f = f_h - f_d$, relativní šířkou pásma $\Delta f_R = \frac{\Delta f}{f_R}$ a normovanou šířkou pásma $\Delta f_n = \frac{\Delta f}{2f_R}$, kde $f_R = \sqrt{f_h f_d}$ je **střední frekvence filtru**. Podle normované šířky pásma se filtry dělí na **širokopásmové** ($\Delta f_n > 1$ a $f_h/f_d > 6$) a **úzkopásmové** ($\Delta f_n < 1$ a $f_h/f_d < 6$). Převrácená hodnota relativní šířky pásma se nazývá **činitel jakosti**

$$Q = \frac{1}{\Delta f_R} = \frac{f_R}{f_h - f_d}. \quad (43)$$

Při návrhu aktivního filtru se snažíme zajistit

1. frekvenčně nezávislou hodnotu napěťového přenosu $\hat{F}(j\omega)$ v oblasti propustnosti,

2. strmý přechod mezi oblastí propustnosti a nepropustnosti,
3. rychlou odezvu výstupního napětí na skokovou změnu vstupu bez překývnutí.

Reálný filtr těchto vlastností nikdy nedosáhne, může se jim pouze přibližovat. Podle použité aproximační metody se reálné filtry dělí na Butterworthovy, Čebyševovy a Besselovy.

Nejjednodušší *pasivní* dolnofrekvenční propustí je RC článek, u něhož se výstupní napětí odebírá z kondenzátoru. Pro jeho přenos platí

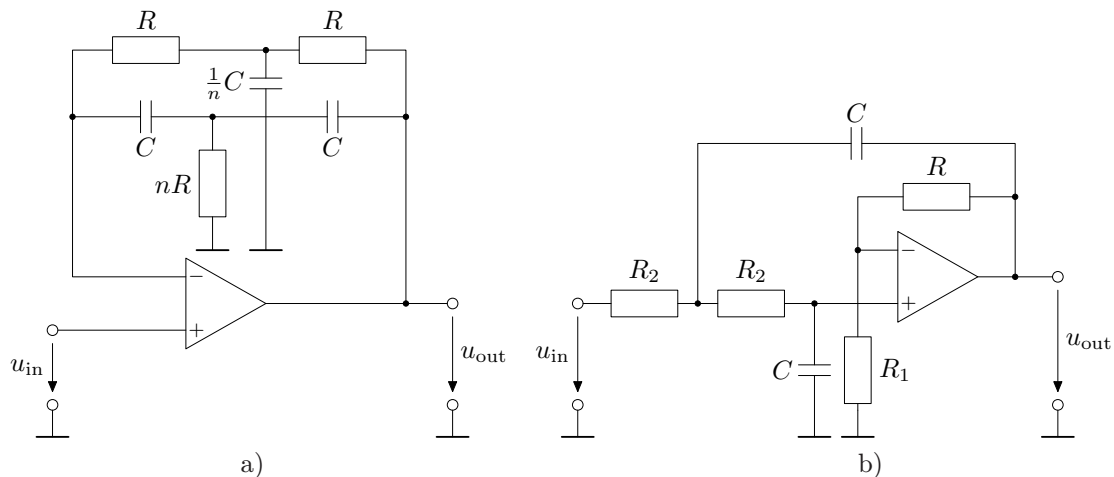
$$\hat{F}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (44)$$

a dosahuje strmosti 20 dB/dek. Potřebujeme-li strmost vyšší, lze zařadit několik stejných filtrů sériově. Zaměníme-li vzájemně polohu kondenzátoru a rezistoru, obdržíme pasivní vysokofrekvenční propust.

Aktivní filtr z pasivního filtru uděláme nejjednodušeji tak, že výstup pasivního filtru impedančně oddělíme pomocí OZ (neinvertující zesilovač). Takový zesilovač však musí mít dobré frekvenční vlastnosti, protože se sám chová jako dolní propust s frekvencí $f_0 = \frac{f_T}{A_0}$.

Dvojitý T-článek Druhým způsobem vytváření aktivních filtrů je využití frekvenčně závislých prvků přímo v operační síti OZ, nejčastěji v obvodu zpětné vazby. Pro vytváření propustí se často používá dvojitý T-článek, který s výjimkou úzkého pásma kolem své střední frekvence $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ zajišťuje silnou zápornou zpětnou vazbu. Minimální přenos článku je dán vztahem $A(f_0) = \frac{2n^2 - n}{1 + n + 2n^2}$. V případě *symetrického* T-článku ($n = \frac{1}{2}$) platí $A(f_0) = 0$ a přenos pro všechny frekvence lze vyjádřit vztahem

$$\hat{A} = \frac{\omega RC - \frac{1}{\omega RC}}{\omega RC - \frac{1}{\omega RC} - j4}. \quad (45)$$



Obrázek 21: Aktivní filtr s a) dvojitým T-článkem, b) dolní propustí 2. řádu.

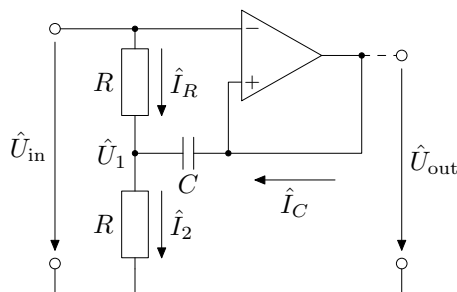
Dolní propust 2. řádu je příkladem složitějšího filtru, který v oblasti nepropustnosti dosahuje poklesu 40 dB/dek. Tento filtr už nemá jednoznačně oddělenou vstupní a zpětnovazební větev a jeho přenos je dán vztahem

$$\hat{A} = \frac{1}{\frac{R_1}{R_1 + R} (1 - \omega^2 R_2^2 C^2) + j\omega C R_2 \left(\frac{2R_1 - R}{R_1 + R} \right)}. \quad (46)$$

Syntetická indukčnost Když použijeme OZ se zpětnou vazbou, můžeme dosáhnout nejen zesílení či filtrace signálu, ale i vytvoření „prvku“ se zadanou hodnotou reaktance. Uvážíme-li, že klasické cívky jsou technologicky náročné na výrobu a bývají hmotné, zatímco kondenzátory mohou být malé i při velkých kapacitách, nabízí se možnost realizovat indukční chování synteticky. Uvažujme zapojení na obrázku 22. Protože se rozdílové vstupní napětí u_d vyrovnává na nulu, musí být výstupní napětí rovno vstupnímu. Pak dostaneme pro příslušné proudy kombinací Ohmova a Kirchhoffových zákonů vztahy

$$\hat{I}_R = \frac{\hat{U}_{in} - \hat{U}_1}{R}, \quad \hat{I}_C = \frac{\hat{U}_{in} - \hat{U}_1}{\frac{1}{j\omega C}}. \quad (47)$$

Protože platí $R\hat{I}_R = \frac{1}{j\omega C}\hat{I}_C$, získáme vztah $\hat{I}_C = j\omega RC\hat{I}_R$. Spodním odporem pak protéká jejich součet, tedy $\hat{I}_2 = \hat{I}_R + \hat{I}_C = \hat{I}_R(1 + j\omega RC)$. Pro tento proud zároveň platí podmínka $\hat{I}_2 = \frac{\hat{U}_1}{R} = \frac{\hat{U}_{in} - R\hat{I}_R}{R}$ a po srovnání obou vztahů dostaneme rovnici $\hat{U}_{in} = \hat{I}_R(2R + j\omega R^2C)$. Z ní vyplývá, že uvedené zapojení se chová jako cívka s indukčností $L = CR^2$ a odporem vinutí $R_L = 2R$, a to vzhledem ke vstupním svorkám (výstupní svorka s napětím \hat{U}_{out} se v aplikaci vůbec nevyužívá).



Obrázek 22: Syntetická indukčnost.

: Realizace měření :

Pro měření dynamických aplikací operačního zesilovače použijeme měřicí jednotku ANALOG & DIGITAL DATA UNIT výukového systému μ LAB se softwarem RC2000 v režimech OSCILLOSCOPE a FREQUENCY CHARACTERISTICS a příslušný modul OPERATIONAL AMPLIFIER pro zapojení OZ. Vstupní signály získávejte z modulu FUNCTION GENERATOR a přivádějte je zároveň na IN A. Výstup zapojte na IN B. Při měření frekvenčních charakteristik zapojte na vstup ANALOG OUTPUT.

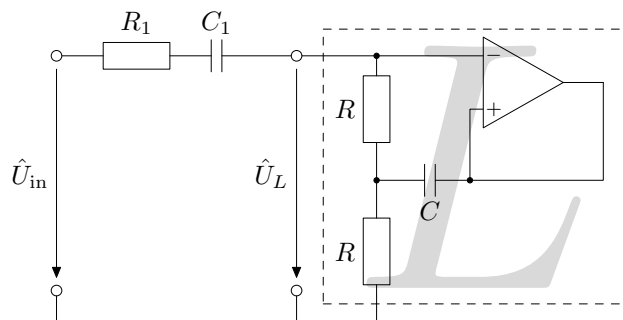
V zapojení integrátoru a derivátoru si vhodně zvolte hodnoty odporu a kondenzátoru (např. 100 k Ω a 3,3 nF). Zvláště u integrátoru může výstup přesahovat meze ± 10 V, proto vhodně zvolte velikost vstupní amplitudy. Obsahuje-li výstupní signál stejnosměrnou složku, připojte k výstupu OZ sériově kondenzátor 1 až 3,3 μ F a chvíli vyčkejte, než se výstup ustálí. V zapojení reálného derivátoru musíte vhodně zvolit hodnoty C_1 a R_1 (např. 1 μ F, 100 Ω). Při měření frekvenčních charakteristik se může stát, že charakteristika bude přerušovaná. Pokud při měření integrátoru nedostanete žádnou křivku, opět připojte filtrační kondenzátor.

Při měření T-článku s různou hodnotou n měňte vždy jen jeden kondenzátor a jeden rezistor, použijte odporovou a kapacitní dekádu. T-článek zapojte na modulu COMPONENT BOARD a použijte $R = 100$ k Ω , $C = 10$ nF. Uvedený modul využijte i při realizaci RLC obvodu (nezapomeňte propojit zemní svorky obou modulů) a vhodně zvolte velikosti součástek (např. $R_1 = 200$ Ω , $C_1 = 3,3$ μ F).

: Zadání úlohy :

1. Sestavte integrátor a ověřte jeho funkci pro sinusové i obdélníkové vstupní napětí, a to pro několik časových konstant. Změřte jeho frekvenční charakteristiku.
2. Sestavte derivátor a ověřte jeho funkci pro sinusové i obdélníkové vstupní napětí, a to pro několik časových konstant. Změřte jeho frekvenční charakteristiku. Totéž ověřte pro „reálné“ zapojení derivátoru.
3. Ověřte, že integrace a derivace lze dosáhnout i kombinací RC článku a neinvertujícího zesilovače.
4. Sestavte aktivní filtr s dvojitým T-článkem a změřte jeho frekvenční charakteristiku. U nesymetrického T-článku změřte charakteristiky pro několik hodnot parametru n (při téměř stejné f_0). Hodnoty R a C volte tak, aby rezonanční frekvence byla v rozmezí 100–1000 Hz a bylo možno hodnoty měnit pomocí dekády (např. $R = 100$ k Ω , $C = 10$ nF).
5. Sestavte aktivní filtr s dolní propustí druhého řádu s parametry $R_1 = 1$ k Ω , $R_2 = 20$ k Ω , $C = 100$ nF. Změřte jeho frekvenční charakteristiky a ověřte jeho funkci v časové oblasti, měření proveďte pro několik hodnot R (v rozmezí 0–1 k Ω včetně 0 Ω).
6. Sestavte sériový RLC obvod, v němž bude místo cívky použita syntetická indukčnost. Ověřte „indukčnostní charakter“ napětí na cívce srovnáním s napětím na kondenzátoru C_1 . Místo syntetické indukčnosti zapojte do obvodu reálnou cívku s indukčností 1 H a rezistor s takovým odporem, jaký má syntetická indukčnost. Srovnajte napětí na syntetické indukčnosti s napětím na kombinaci reálné cívky a rezistoru a s napětím přímo na reálné cívce. Kvůli srovnání volte $R = 1$ k Ω a $C = 1$ μ F.

Vyhodnořte rezonanční frekvenci z průběhu proudu a z průběhů $U_{C_1}(f)$, $U_L(f)$. Srovnajte výsledek s Thomsonovým vztahem.



Obrázek 23: RLC obvod se syntetickou indukčností.

Použitě přístroje a pomůcky

počítač s programem RC2000, měřicí panel, zdroj napětí, A&DDU, OPERATIONAL AMPLIFIER, COMPONENT BOARD, sada rezistorů, propojek a kondenzátorů, odporové dekády, kapacitní dekáda, sada vodičů

Studijní prameny

přednášky z elektřiny a magnetismu a z elektroniky

⋮

Úloha číslo 6.

Cílem úlohy je základní seznámení s logickými obvody, vytvářením funkcí pomocí hradel, pravdivostními tabulkami základních logických hradel, zkoumání úplných systémů logických funkcí a nejběžnějších kombinačních obvodů.

: Teorie

Logická funkce je dvouhodnotová funkce závislá na proměnných, které také mohou nabývat pouze dvou (diskrétních) hodnot, označovaných nejčastěji „0“ a „1“. Ukazuje se, že jakoukoliv logickou funkci libovolného počtu proměnných lze zapsat pomocí tří základních operátorů: operátoru logického součtu OR, logického součinu AND a negace NOT.

Logická funkce se vyjadřuje buď pravdivostní tabulkou nebo v algebraické formě. **Pravdivostní tabulka** funkce F obsahuje „vstupní sloupce“, jejichž počet odpovídá počtu n proměnných funkce F , a výstupní sloupec, který obsahuje hodnotu funkce pro příslušnou kombinaci hodnot proměnných. Celkem tabulka obsahuje 2^n řádků. Pravdivostní tabulky lze sestavit i pro výše zmíněné základní operátory.

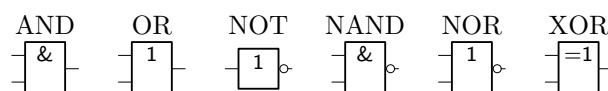
X	Y	AND XY	OR $X + Y$	XOR $X \oplus Y$	NOT \overline{X}
0	0	0	0	0	1
0	1	0	1	1	
1	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	

Algebraická forma vystihuje funkci F pomocí kombinace základních operátorů (případně vhodně ozávkovaných), např. $F = XY + X\overline{Y} + \overline{X}(Y + XY)$. V ní násobení odpovídá logickému součinu AND, znaménko plus logickému součtu OR a čára nad symbolem značí negaci. Algebra, která vystihuje chování logických obvodů, však není totožná s algebrou známou z „běžné“ matematiky. Jedná se o tzv. **Booleovu algebru**, ve které platí následující zákony:

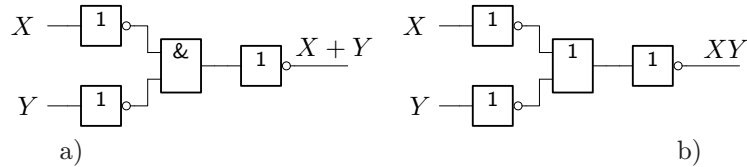
1. komutativní zákon: $X + Y = Y + X$, $XY = YX$
2. asociativní zákon: $X + (Y + Z) = (X + Y) + Z$, $X(YZ) = (XY)Z$
3. distributivní zákon: $X + (YZ) = (X + Y)(X + Z)$, $X(Y + Z) = XY + XZ$ (první zákon v běžné algebře neplatí, tj. nelze v ní psát $x + yz = xy + yz$)
4. de Morganovy zákony: $\overline{X + Y} = \overline{X}\overline{Y}$, $\overline{XY} = \overline{X} + \overline{Y}$
5. další zákony: $X + \overline{X} = 1$, $X\overline{X} = 0$, $X + X = X$, $X + 0 = X$, $X + 1 = 1$, $\overline{\overline{X}} = X$

Protože skupina tří operátorů AND, OR a NOT dovoluje vyjádřit libovolnou logickou funkci, tvoří **úplný systém logických funkcí**. Význam této skutečnosti tkví v tom, že v praxi nám stačí vyrábět pouze *tři typy* elektronických prvků, tzv. **hradel**, a všechny ostatní logické funkce z nich dokážeme vytvořit (máme-li n logických proměnných, můžeme z nich vytvořit celkem 2^{2^n} různých logických funkcí). Počet tří základních hradel, ze kterých je možno sestavit realizaci logické funkce, není nejmenší možný. Z technologických a ekonomických důvodů je vhodné vyrábět co nejmenší počet rozdílných prvků. Pokud se omezíme jen na hradla z předchozí skupiny, můžeme snížit počet nutných prvků na dva. Jestliže se rozhodneme používat i jiná hradla, vystačíme pouze s jedním prvkem, což bylo zvláště výhodné v dobách, kdy se obvody realizovaly z diskretních prvků, tedy před používáním integrovaných obvodů. Volbou „základních“ hradel můžeme získat různé **minimální úplné systémy logických funkcí**.

Systém logický součin – negace je založen na použití hradel AND a NOT. Dle zapojení na obrázku lze ověřit, že z těchto dvou hradel lze sestavit obvod, který realizuje funkci hradla OR, a proto dokáže realizovat i libovolnou další logickou funkci. *Systém logický součet – negace* využívá hradla OR a NOT. Pomocí těchto dvou hradel lze opět realizovat funkci hradla AND a libovolnou funkci. *Systém NAND* využívá jediné hradlo, které vytváří negaci hradla AND. Jeho kombinacemi lze realizovat funkce hradel AND, OR a NOT. *Systém NOR* využívá jediné hradlo, které vytváří negaci hradla OR. Jeho kombinacemi lze opět realizovat funkce hradel AND, OR a NOT.

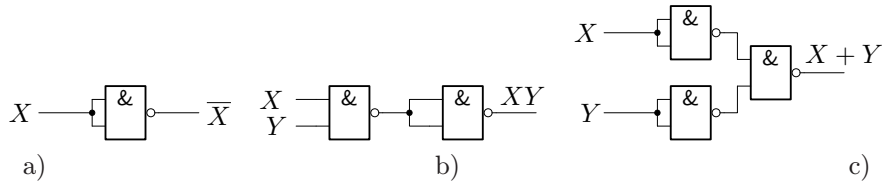


Obrázek 24: Schématické značky základních hradel.

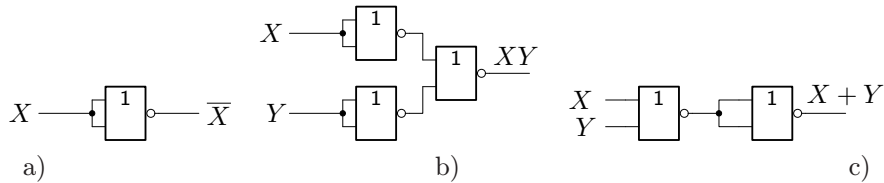


Obrázek 25: Realizace hradla a) OR v systému AND–NOT, b) AND v systému OR–NOT.

V praxi se nyní používají nejčastěji hradla NOT, NAND, NOR. Často se používá i hradlo XOR (non-ekvivalence – má hodnotu „1“, jsou-li vstupní proměnné rozdílné). Fyzicky bývají hradla dostupná ve formě integrovaného obvodu, který obsahuje zpravidla více hradel téhož typu. Počet hradel v jednom obvodu závisí na typu hradla i na počtu jeho vstupů (např. hradla NAND mají běžně 2, 4 a 8 vstupů). Schématické značky jednotlivých hradel jsou na obrázku 24. Při kreslení schémat logických obvodů bývá zvykem vynechávat napájecí vodiče a kreslit vstupy na levé straně a výstupy na pravé. Značky hradel NOR a NOT se liší pouze počtem vstupů. Pokud je na výstupu či vstupu hradla zakreslen kroužek, znamená to, že vstup/výstup je negovaný (např. rozdíl AND–NAND). „Obrácený smysl“ vstupu může naznačovat i lomítko před jeho symbolem (např. /S).



Obrázek 26: Pomocí hradla NAND realizujeme hradlo a) NOT, b) AND a c) OR.



Obrázek 27: Pomocí hradla NOR realizujeme hradlo a) NOT, b) AND a c) OR.

Realizace logických funkcí pomocí hradel NAND Funkci, kterou chceme realizovat, máme zpravidla zadánu slovním popisem nebo pravdivostní tabulkou. V prvním případě musíme z popisu určit nezbytný počet vstupních proměnných, zavést jejich označení a smysl (který stav odpovídá které logické úrovni, např. stisknuté tlačítko odpovídá úrovni „1“) a sestavit pravdivostní tabulku. Abychom mohli hradla zapojit tak, aby realizovala danou funkci, musíme z tabulky získat algebraickou formu. Pro případ realizace hradla NAND ji vytvoříme takto: V tabulce vyznačíme všechny řádky, které mají výstupní hodnoty ve stavu „1“. Z každého takového řádku sestavíme jeden součin obsahující všechny vstupní proměnné, a to buď přímo, nabývá-li daná proměnná na příslušném řádku hodnoty „1“, nebo její negaci, nabývá-li hodnoty „0“. Všechny součiny pak sečteme a získáme vyjádření funkce F . Takto zapsanou funkci bychom mohli přímo sestavit z příslušných hradel, ale potřebovali bychom jich velmi mnoho. Proto se snažíme provést **minimalizaci**, tj. snížení počtu operací (a tím i použitých hradel). Toho docílíme postupnou aplikací základních pravidel Booleovy algebry, až získáme co nejjednodušší tvar.

Minimalizovaný tvar funkce F se snažíme dostat ve tvaru, který obsahuje pouze operace dosažitelné zvolenými základními hradly, v případě hradel NAND jde především o odstranění součtů. Pokud obsahuje minimalizovaný tvar „nedosažitelné“ operace, musíme tvar převést na jiný, byť trochu složitější. Uvažujme např. funkci

$$F = \underbrace{(\bar{a}\bar{b} + \bar{a}b)}_A cd + \underbrace{(ab + \bar{a}\bar{b})}_B c + \underbrace{\bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}}_C. \quad (48)$$

Tato funkce obsahuje součty členů A , B , C , které potřebujeme převést do tvaru součinů. Použijeme-li základní pravidla Booleovy algebry, můžeme psát $F = \overline{\overline{A} \overline{B} \overline{C}}$, kde

$$\overline{A} = \overline{(\bar{a}\bar{b} + \bar{a}b)cd} = \overline{\overline{\bar{a}\bar{b}cd}} \quad (49)$$

$$\bar{B} = \overline{(ab + \bar{a}\bar{b}d)c} = \overline{\overline{ab\bar{a}\bar{b}d}c} \quad (50)$$

$$\bar{C} = \overline{\bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d}}. \quad (51)$$

Nyní je vše vyjádřeno ve tvaru součinu a můžeme postupně zapojovat hradla NAND.

Logická konvence Abychom mohli operátory realizovat pomocí fyzikální struktury, je nutné zavést reprezentaci logických stavů. Tedy u fyzikálního prvku, který má definovány dva stavy S_1 a S_2 , musíme určit, který stav reprezentuje hodnotu 0 a který hodnotu 1. Protože v elektronice je stav představován dvěma úrovněmi napětí U_1, U_2 , říkáme, že logická konvence je *kladná*, pokud je vyššímu napětí přiřazena logická hodnota 1. Pokud máme vytvořeny fyzikální struktury, které realizují v kladné log. konvenci operátory NOT, AND, OR, NOR a NAND, pak po změně logické konvence budou struktury postupně reprezentovat operátory NOT, OR, AND, NAND a NOR.

Druhy logických obvodů Logické obvody se z hlediska funkce dělí na dvě skupiny. **Kombinační** logické obvody odvozují svůj výstup *pouze* z okamžitých hodnot vstupních signálů (po vymizení krátkého přechodného děje). Mezi kombinanční obvody patří základní hradla AND, OR, NOT, NAND, NOR a jejich kombinace, které neobsahují „zpětnou vazbu“, paměťový prvek či zpožďovací obvod. Výstupní hodnota **sekvenčního** logického obvodu naopak může záviset i na historii stavů, které byly na vstupu před současností. Mezi sekvenční obvody patří např. klopné obvody, registry, paměti či mikroprocesory.

Vyjádření čísel v různých soustavách V běžném životě počítáme v desítkové soustavě, tj. používáme deset číslic 0, 1, ..., 9. Kdybychom chtěli totéž vyjádřit v elektronice, potřebovali bychom všech deset cifer rozlišit jako deset různých stavů, což by kladlo velké nároky na přesnost. Proto je technicky výhodnější pracovat ve dvojkové (**binární**) soustavě, která pracuje pouze se dvěma číslicemi 0, 1. Základní princip vyjádření čísla v jiné soustavě je následující: uvažujme číslo 183 v desítkové soustavě. Pak můžeme psát $183 = 1 \cdot 100 + 8 \cdot 10 + 3 \cdot 1 = 1 \cdot 10^2 + 8 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0$, tj. libovolné číslo vyjádříme jako lineární kombinaci různých mocnin základu deset. Protože víme, jaký základ používáme, můžeme vynechat součty a součiny a číslo vyjádřit pouze pomocí uspořádání koeficientů u příslušných mocnin, tj. psát řetězec „183“. Pokud budeme číslo vyjadřovat v binární soustavě, vezmeme jako základ mocniny čísla 2 a pokusíme se číslo vyjádřit pomocí kombinace $\dots + a_7 \cdot 2^7 + a_6 \cdot 2^6 + a_5 \cdot 2^5 + a_4 \cdot 2^4 + a_3 \cdot 2^3 + a_2 \cdot 2^2 + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0$. Protože platí $183 = 1 \cdot 128 + 0 \cdot 64 + 1 \cdot 32 + 1 \cdot 16 + 0 \cdot 8 + 1 \cdot 4 + 1 \cdot 2 + 1 \cdot 1 = 1 \cdot 2^7 + 0 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$, můžeme psát $183_{10} = 10110111_2$, kde indexem jsme označili příslušný základ soustavy. Tímto způsobem můžeme jakékoliv (nezáporné celé) číslo vyjádřit ve dvojkové soustavě a provádět s čísly aritmetické operace. Například pro součet platí $0 + 0 = 0$, $0 + 1 = 1 + 0 = 1$, $1 + 1 = 10_2$ (v posledním čísle jsme museli zdůraznit, že se jedná o binární číslo, výraz 10_2 čteme [jedna nula], nikoliv [deset]) a ručně provádíme sčítání po jednotlivých číslicích „odzadu“, přičemž musíme zohledňovat jedničky, které se přenáší do vyšších řádů.

Výraz 10110111_2 je velmi dlouhý a mnohdy nepřehledný, jeho desítkové vyjádření zase nevhodné pro digitální zpracování. Proto se používá ještě šestnáctková (**hexadecimální**) soustava, která pracuje s šestnácti „číslíci“ 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F. Rozdělíme-li binární vyjádření do skupin po čtveřicích (1011_2 a 0111_2) a jednotlivé čtveřice vyjádříme desítkově (jako by se jednalo o nezávislá čísla), dostaneme čísla 11_{10} a 7_{10} . Jejich hexadecimální vyjádření získáme z výše uvedené řady číslic tak, že postupně zleva odpočítáme odpovídající počet, tedy první číslo 11 nahradíme dvanáctou číslicí, což je „B“ a číslo 7 nahradíme osmou číslicí „7“. Hexadecimální vyjádření celého čísla pak dostaneme jejich sepsáním v příslušném pořadí, takže máme $183_{10} = 10110111_2 = B7_{16}$.

Technologie hradel Logické obvody lze z fyzikálního hlediska realizovat různými technologiemi (mimo jiné lze používat i hradla mechanická, pneumatická či hydraulická). Jedna z prvních technologií byla **RDT** technologie (logika), které využívala diskrétní součástky – diody, rezistory a tranzistory. Tato technologie je sice velmi názorná, ale není moc kvalitní. Jejím nástupcem byla technologie **TTL**, která využívá polovodičové integrované obvody, vnitřně založené na bipolárních tranzistorech. Pracuje s fyzickými úrovněmi +5 V („1“) a 0 V („0“), má dobré dynamické vlastnosti, dobře definované parametry, součástky jsou značně odolné a mají nízkou cenu. Vyrábí se v značné šíři funkcí (řada 74 ...).

Modernější technologií je **CMOS** (nebo MOS) technologie, která je založena na unipolárních tranzistorech. Díky tomu mají CMOS obvody velice nízkou spotřebu a nízké napájecí napětí. Bývají však pomalejší (velké vnitřní kapacity) a náchylnější na zacházení. Tato technologie se používá častěji pro složitější obvody než pro stavebnice hradel.

Obě základní technologické řady mají své nástupce, kteří vylepšují některé jejich vlastnosti. Například řada **HC** je rychlejší variantou CMOS. Při zapojování obvodů je nutno si uvědomit, že různé technologie mohou používat různé definice logických stavů a proto mohou být kombinace více technologií v jednom

zapojení problematické. Pro tyto účely se vyrábí např. řada **HCT**, což je řada HC kompatibilní s TTL řadou.

Charakteristiky hradel Výstup jednoho hradla je schopen dodávat jen určitou velikost proudu (**maximální odběr**). Proto je omezen počet vstupů, na které může být výstup přiveden. Tento počet je udán **výstupním větvením**. Je-li zapotřebí signál větvit do více vstupů, je třeba do jedné větve zařadit **sledovač** (což je dle schematické značky něco jako „jednovstupé hradlo OR“) a „nadpočetné“ vstupy připojit k jeho výstupu.

Pro spolehlivou funkci obvodů není vhodné, aby za stav „1“ či „0“ byla považována jen jedna hodnota napětí, ale je lepší zvolit **minimální a maximální úroveň** signálů, které odpovídají jednotlivým stavům, samozřejmě tak, aby se nepřekrývaly. Tyto úrovně se volí různé pro vstup i výstup, aby docházelo k bezpečnému překrytí. Zpravidla nedochází k pokrytí celého rozsahu napětí, ale uprostřed je neurčité pásmo, které neodpovídá žádnému stavu a vstup by se v této hranici nikdy neměl pohybovat. Pro logiku TTL platí následující hodnoty:

	„1“	„0“
vstup	$U \geq 2,0 \text{ V}$	$U \leq 0,8 \text{ V}$
výstup	$U \geq 2,4 \text{ V}$	$U \leq 0,4 \text{ V}$

Dynamicke vlastnosti hradel popisuje **doba zpoždění signálu**, která udává čas, který hradlo potřebuje, aby jeho výstup zareagoval na vstupní přechod mezi logickými úrovněmi. Zpravidla se liší doby pro přechod „1“ → „0“ a „0“ → „1“. Dalším dynamickým parametrem je **doba náběhu** t_1 a **doba doběhu** t_2 signálu při přechodu „0“ → „1“, resp. „1“ → „0“. Obě doby se měří mezi hladinami 10 % a 90 % signálu.

Z praktických hledisek je důležitá ještě spotřeba (záleží na technologii a kmitočtu), napájecí napětí a odolnost proti rušení. Logické obvody zpravidla nejsou chráněny proti přepólování napájecího napětí.

Obvody vyšší integrace V aplikacích logických obvodů se často vyskytuje požadavek na vykonání stejné funkce, k jejíž realizaci je třeba velkého počtu hradel. Aby se snížila pracnost při vytváření zapojení, vyrábí se kromě základních hradel i složitější integrované obvody, které realizují nějakou speciální funkci. Pak stačí použít jen jeden fyzický prvek. Vzhledem k široké škále vyráběných integrovaných obvodů se ve schématech používá jednotná schematická značka ve tvaru obdélníku, která je doplněna typovým označením (zpravidla číslem). V obdélníku jsou vlevo vyznačeny symboly vstupů obvodu, vpravo pak jsou symboly výstupů. Vstupy i výstupy jsou zpravidla vertikálně odděleny do logicky organizovaných skupin (oddělují se buď linkou nebo mezerou).

Mezi takové obvody patří např. čtyřbitová **sčítačka** s označením 7483. Ta má dvě čtveřice datových vstupů (označených A_1 – A_4 , B_1 – B_4) a vstup C_0 pro tzv. přenos. Dále má jeden datový výstup S_1 – S_4 a výstup přenosu C_1 . Funkce pak je následující: vstupy A_1 až A_4 se berou jako binární vyjádření prvního sčítance, vstupy B_1 až B_4 reprezentují druhého sčítance. Tato dvě čísla se sečtou a ještě se přičte C_0 , binární reprezentace výsledku $A + B + C_0$ se objeví na výstupech S_1 až S_4 . Pokud je součet větší než 15 (rozsah čtyřbitové sčítačky), nastaví se příznak přenosu C_1 a výsledek se sníží o číslo 16 (tj. výsledek se vyjádří jako $A + B + C_0 \bmod 16$). Pokud propojíme několik sčítaček včetně přenosových vstupů/výstupů za sebou (kaskádně), můžeme počítat i čísla větší než 15.

Dalším důležitým druhem obvodu je **multiplexor**, který slouží jako přepínač signálů. Takový obvod obsahuje pouze jeden výstup Y a dva druhy vstupů: datové vstupy S_0 – S_n a sadu výběrových vstupů A, B, C, D, \dots . Nechť výběrové vstupy jsou binární reprezentací nějakého čísla m . Pak bude platit $Y = S_m$, tedy na výstup bude přenesen jen jeden zvolený vstup. Multiplexor se využívá v případech, kdy máme v obvodu několik paralelních větví (signálů), ale některé funkční bloky máme jen jednu (například zobrazovač). Pak nemůžeme využít všech větví najednou, ale musíme si z nich jednu vybrat pomocí multiplexoru (případně mechanickým přepínačem). Multiplexory se vyrábí v různých typech. Obvod s označením 74151 obsahuje osm datových vstupů S_0 – S_7 a tři výběrové vstupy A, B, C , výstup Y je ještě doplněn svou negací \bar{Y} . Obvod 74153 sdružuje v sobě dva čtyřbitové multiplexory se vstupy S_{10} – S_{13} a S_{20} – S_{23} a výstupy $1Y$ a $2Y$. Oba multiplexory se současně přepínají pomocí vstupů A, B . Konečně obvod 74157 obsahuje čtyři dvojice vstupů a čtyři výstupy, mezi kterými se vybírá jediným vstupem A . Tento obvod lze použít k přepínání mezi dvěma čtyřbitovými čísly.

⋮ Realizace měření ⋮

Hodnoty vstupních signálů získávejte z modulu LOG SELECTOR a výstupní hodnoty určujte pomocí svítivých diod v modulu LOG PROBE. Modul s hradly je vždy nutno připojit k napájení +5 V, protože se jedná o technologii TTL. Jeden modul může obsahovat několik hradel, které jsou stejného druhu, ale vzájemně nezávislé. Pokud má hradlo více vstupů než je pro realizaci zvolené funkce třeba, je nutné nevyužitý vstup připojit na „neutrální“ hodnotu (závisí na typu hradla).

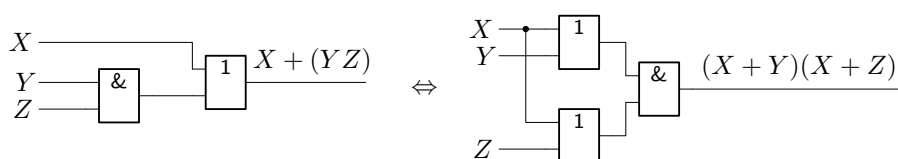
V případě sčítačky 7483 připojte výstupy vrchní části modulu LOG SELECTOR na vstupy A_1 – A_4 a výstupy dolní části na B_1 – B_4 , vždy v příslušném pořadí vodičů. Vstup přenosu C_0 připojte nejprve na

svorku GND, pak na napájecí napětí. Výstupy S_1 – S_4 přiveďte na vstupy jednoho zobrazovače v modulu LOG PROBE, přenosový výstup C_4 přiveďte na jeden ze vstupů druhého zobrazovače.

Pro testování multiplexoru 74157 využijte LOG SELECTOR, vrchní část přiveďte na vstupy multiplexoru S_{n0} , spodní část na vstupy S_{n1} . Na obou selektorech nastavte různá čísla. Výstupy 1Y až 4Y připojte na vstupy jednoho zobrazovače modulu LOG PROBE. Vstup A připojte střídavě na svorky +5V nebo GND na panelu. Vstup S připojte na svorku GND.

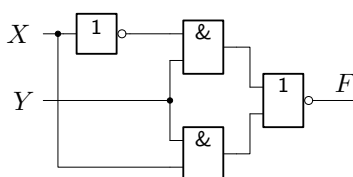
: Zadání úlohy

1. Určete pravdivostní tabulku hradel NAND a NOR.
2. Realizujte operace AND, OR a NOT pomocí hradel a) NAND, b) NOR, a ověřte jejich pravdivostní tabulky.
3. Ověřte distributivní i asociativní zákony Booleovy algebry (vzhledem k oběma operacím), tj. sestavte zapojení odpovídající levé straně příslušného zákona a určete jeho pravdivostní tabulku, pak sestavte zapojení odpovídající pravé straně téhož zákona, opět určete pravdivostní tabulku a obě tabulky srovnajte.



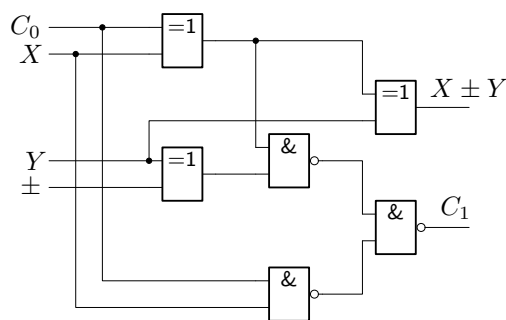
Obrázek 28: Ověření distributivního zákona vzhledem k logickému součtu.

4. Uvažujte obvod na obrázku 29. Určete funkci F , kterou obvod realizuje, a sestavte jeho pravdivostní tabulku. Pak funkci minimalizujte, sestavte obvod odpovídající minimalizované funkci a ověřte ekvivalenci obou zapojení.



Obrázek 29: Realizace logické funkce F .

5. Sestavte a minimalizujte logickou funkci pro ovládání motoru výtahu. Motor se rozběhne, je-li současně stlačeno tlačítko volby patra, není stlačeno nouzové tlačítko STOP a dveře výtahu jsou zavřeny. Výslednou funkci realizujte a ověřte její pravdivostní tabulku.
6. Sestavte jednobitovou sčítačku/odčítačku, sestavte její pravdivostní tabulku a ověřte její funkci. Je-li vstup \pm ve stavu „0“, zapojení pracuje jako sčítačka, v opačném případě jako odčítačka.

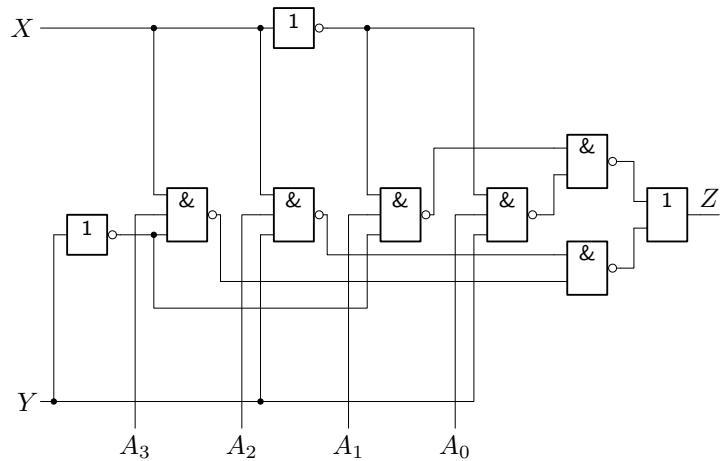


Obrázek 30: Zapojení sčítačky/odčítačky.

Upravte zapojení tak, aby dolní displej ukazoval nižší řád součtu a horní displej zobrazoval nulu nebo jedničku v závislosti na hodnotě C_1

- Sestavte čtyřbitovou sčítačku s využitím obvodu 7483 a ověřte funkci sčítání a sledujte vliv přenosu C_0 .
- Ověřte funkci multiplexoru 74157 pomocí dvou čtyřbitových vstupů. Ověřte, že obvod reaguje pouze na změnu vybraného vstupu, druhý se ignoruje.
- Podle dříve uvedeného vztahu můžeme pro dvě proměnné realizovat $2^{2^2} = 16$ různých funkcí. Lze navrhnout logickou jednotku, která v závislosti na vstupech A_0 – A_3 bude realizovat příslušnou funkci proměnných X a Y (viz tabulka). Ověřte funkci této jednotky.

A_0	A_1	A_2	A_3	Logická funkce
0	0	0	0	$Z = 0$
0	0	0	1	$Z = X\bar{Y}$
0	0	1	0	$Z = XY$
0	0	1	1	$Z = X$
0	1	0	0	$Z = \bar{X}\bar{Y}$
0	1	0	1	$Z = \bar{Y}$
0	1	1	0	$Z = \bar{X}\bar{Y} + XY$
0	1	1	1	$Z = X + \bar{Y}$
1	0	0	0	$Z = \bar{X}Y$
1	0	0	1	$Z = \bar{X}Y + X\bar{Y}$
1	0	1	0	$Z = Y$
1	0	1	1	$Z = X + Y$
1	1	0	0	$Z = \bar{X}$
1	1	0	1	$Z = \bar{X} + \bar{Y}$
1	1	1	0	$Z = \bar{X} + Y$
1	1	1	1	$Z = 1$



Obrázek 31: Logická jednotka.

Použité přístroje a pomůcky

měřicí panel, zdroj napětí, LOG PROBE, LOG SELECTOR, sada vodičů, panely s TTL hradly – NAND (7400, 7410), NOR (7402), NOT (7404), XOR (7486), AND (7408) a OR (7432), sčítačka 7483, multiplexor 74157

Studijní prameny

přednášky z elektřiny a magnetismu a z elektroniky

⋮

Úloha číslo 7.

Cílem úlohy je seznámení se s nejběžnějšími sekvenčními obvody, především klopnými obvody. Dále se seznámíme s elektronickými jednotkami z nich vytvořenými, jako jsou posuvné a kruhové registry a čítače.

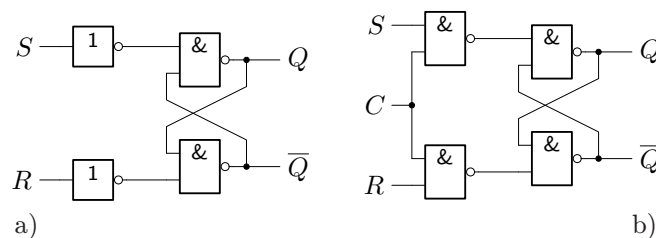
: Teorie

Sekvenční logické obvody jsou takové obvody, jejichž výstupy nezávisí pouze na současných vstupech, ale také na předchozích hodnotách (sekvencích). Sekvenční obvody se dají sestavit z kombinačních použitím „zpětné vazby“, příp. paměťového nebo časově závislého prvku. K popisu jejich funkce už většinou nepostačuje pouze pravdivostní tabulka (ve tvaru uvedeném v předchozí úloze), ale je třeba ji doplnit ještě popisem vnitřních stavů obvodu. Někdy se do tabulky zapisují hodnoty výstupu Q_{n+1} „v současném čase“ v závislosti na předchozím stavu Q_n . Protože výstup sekvenčních obvodů závisí na časové posloupnosti, je většinou třeba jednotlivé obvody synchronizovat, tj. zajistit aby přechod z jednoho stavu do druhého nastával u všech obvodů současně. Synchronizaci pomáhá udržovat periodický obdélníkový průběh zvolené frekvence – **hodinový signál**, který je jednotný v celém obvodu a jeho přechody přesně definují okamžiky přechodů dalších obvodů. Zapojení se sekvenčními obvody je také nutno doplnit obvodem **inicializace**, který zajistí počáteční stav po zapnutí obvodu.

Narozdíl od kombinačních obvodů, které závisí jen na úrovních signálu, mohou být sekvenční obvody citlivé na náběžnou či sestupnou hranu signálu (tato skutečnost se ve schématické značce vyznačuje malým trojúhelníkem u daného vstupu), během níž mění svůj stav. Při praktické realizaci je nutno pamatovat na rozdílnou citlivost kombinačních a sekvenčních obvodů na kvalitu vstupního signálu. Zadáváme-li vstupní hodnoty pomocí mechanického spínače (tlačítka, přepínače), nedostaneme po jeho změně ustálený signál, ale objeví se několik „zákmitů“ – přechodů mezi logickými úrovněmi a až pak se signál ustálí. V případě kombinačního obvodu na tomto chování nezáleží, jeho výstup se ustálí na stejné hodnotě, jakou by měl v případě ideálního přepnutí. Sekvenční obvod však zaregistruje několik vstupních přechodů a právě tolik změn provede ve svém stavu. Ustálený výstup se tedy bude lišit od výstupu při ideálním chování. Proto se spínače ošetřují, např. pomocí kondenzátorů.

Základním sekvenčním prvkem je *klopný obvod*, což je prvek sestavený z hradel tak, že má dva různé stavy výstupu Q (obvod má zpravidla vyveden i negovaný výstup \bar{Q}). **Bistabilní klopný obvod** je schopen setrvat v obou stavech libovolně dlouho a je tedy schopen si zapamatovat jeden bit informace, tj. přenést hodnotu vstupu na svůj výstup a tam ji podržet. Rozlišujeme obvod *asynchronní*, který si informaci zapamatuje kdykoliv, a obvod *synchronní*, který si informaci zapamatuje pouze tehdy, přijde-li na jeho **hodinový vstup** (označený C , CL nebo CLK) odpovídající implus. **Monostabilní klopný obvod** je schopen být v jednom stavu jen krátkou dobu, poté se samovolně vrací do základního stavu a v něm setrvává, tj. obvod je schopen si zapamatovat informaci jen po krátkou (definovanou) dobu. Výstupní impuls má obecně jinou délku než impuls vstupní a obvod se může využít jako zpožďovací člen. **Astabilní klopný obvod** nemá stabilní stav, ale střídavě samovolně přechází mezi dvěma stavy. Vytváří tedy generátor pravoúhlého periodického signálu, který se často používá k synchronizaci dějů v synchronních klopných obvodech (hodinový signál).

Asynchronní klopný obvod RS Je tvořen dvěma hradly NAND a dvěma invertory, které jsou zapojeny jednak do vstupu **R** (reset), který slouží k nastavení výstupu do stavu $Q = 0$, jednak do vstupu **S** (set), který slouží k nastavení výstupu do stavu $Q = 1$. Jsou-li oba vstupy nulové, platí $Q_{n+1} = Q_n$, tedy výstup se nijak nemění. Je-li $R = 1$ a $S = 0$, dojde k nastavení $Q = 0$. Budou-li však oba vstupy v úrovni „1“, není výstup obvodu přesně definován a výstup bude záviset na fyzikálních vlastnostech obvodu.

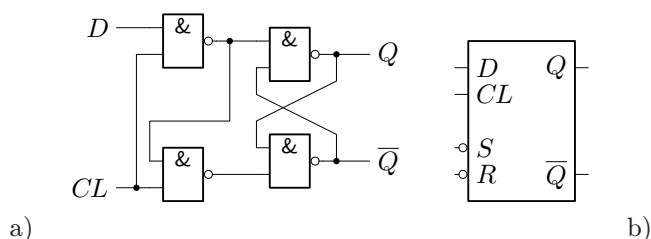


Obrázek 32: RS klopný obvod a) asynchronní, b) synchronní.

Nahradíme-li vstupní invertory hradly NAND, na jejichž druhé vstupy přivedeme hodinový signál C ,

obdržíme *synchronní klopný obvod RS*. Ten mění svůj stav stejným způsobem jako asynchronní obvod, ovšem pouze v případě, že je v okamžiku impulsu na vstupu R nebo S také $C = 1$.

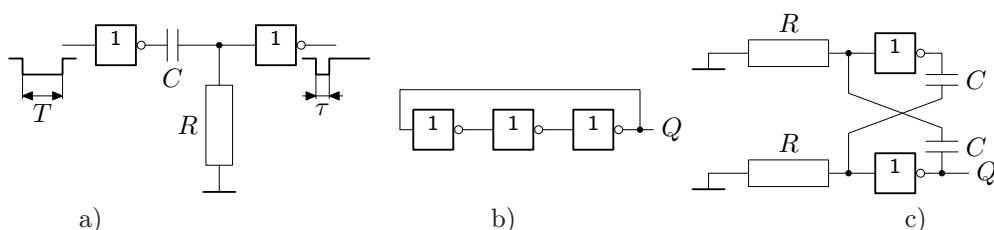
Klopný obvod D má dva hlavní vstupy – datový D a hodinový CL . Při přechodu hodinového vstupu z úrovně „0“ na „1“ (náběžná hrana signálu) se na výstup Q přenesou hodnota ze vstupu D , jedná se tedy o synchronní obvod. Tato hodnota pak setrvává až do okamžiku další náběžné hrany signálu CL . Obvod bývá často doplněn ještě dvěma nastavovacími *asynchronními* vstupy R a S (se stejným významem jako u obvodu RS), které slouží zpravidla k inicializaci zapojení.



Obrázek 33: D klopný obvod a) vnitřní zapojení, b) schematická značka.

Klopný obvod JK lze uvažovat jako rozšířenou kombinaci dvou obvodů typu D. Obvod reaguje na vstup nastavení (označen J) a nulování (K), ovšem *pouze* při příchodu hodinového vstupu CL , což jej odlišuje od RS obvodu. Obvod bývá zpravidla vybaven i asynchronními vstupy R , S .

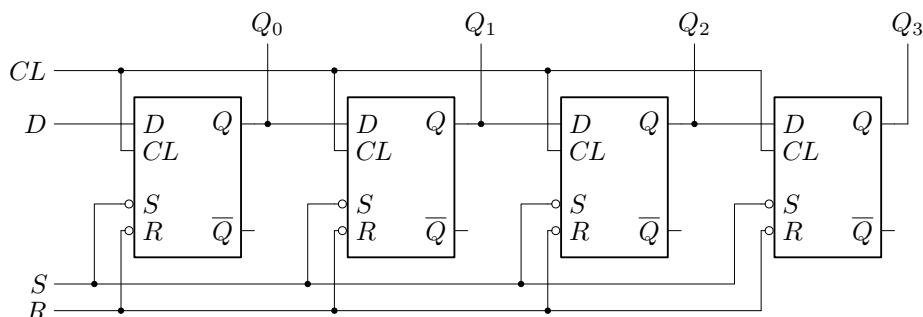
Monostabilní klopný obvod má za úkol vytvořit ze vstupního pulzu libovolné délky impuls s přesně definovanou délkou. Základem zapojení jsou dva invertory v sérii. Pokud budou zapojeny přímo na sebe, bude výstup roven vstupnímu signálu. Zařadíme-li mezi ně RC obvod, zavedeme mezi vstup a výstup časové zpoždění definované délkou, které vytváří impuls. Je-li na vstupu úroveň „1“, je za invertorem hodnota nulová, kondenzátor se nenabíjí a druhý invertor úroveň „0“ převede na „1“. Přijde-li nyní na vstup úroveň „0“, bude za invertorem hodnota „1“ s nenulovým napětím. Proto se začne nabíjet kondenzátor a nabíjecí proud vytvoří na odporu R hodnotu nutnou pro úroveň „1“, kterou druhý invertor přenesou na výstup jako úroveň „0“. Po nabití kondenzátoru vymizí nabíjecí proud, úbytek napětí na odporu R bude nulový a po inverzi přejde výstup do stavu „1“, tj. výstup přejde samovolně do stabilního stavu. Délka výstupního impulsu τ bude přibližně $\tau \sim aRC$, kde $a \in \langle \frac{1}{2}, 1 \rangle$ závisí na konkrétním obvodu. Když skončí vstupní impuls, začne se kondenzátor vybíjet se stejnou časovou konstantou a v této době nemůže obvod plně pracovat. Proto je omezena maximální frekvence vstupních impulsů, příp. lze k odporu R paralelně připojit vhodně pólovanou diodu, která kondenzátor rychle vybije.



Obrázek 34: a) Monostabilní klopný obvod, b) astabilní klopný obvod c) s RC členy.

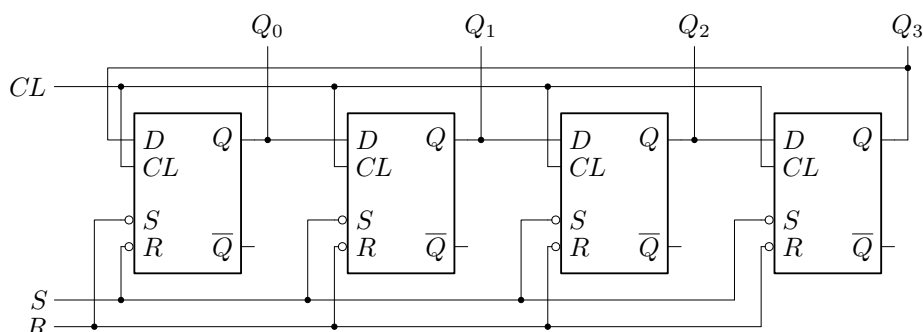
Astabilní klopný obvod Velmi jednoduchý astabilní klopný obvod lze sestavit ze série tří invertorů, přičemž spojíme výstup posledního se vstupem prvního. Představme si, že na vstupu prvního hradla je „0“. Pak na jeho výstupu je „1“, za druhým invertorem je „0“ a na výstupu třetího je „1“. Tato hodnota se však přenáší na vstup prvního hradla, kde je úroveň „0“. Je tedy zřejmé, že obvod nemůže být stabilní, protože jeden vstup by měl být zároveň ve stavu „0“ i „1“. Proto dojde k dynamickému překlápění z jednoho stavu do druhého, a perioda kmitání bude záviset na vlastnostech hradel, především zpoždění signálu. Kvalita uvedeného zapojení však není dobrá a hlavně není možno regulovat frekvenci kmitání. Proto se používá jiných zapojení, např. se dvěma invertory v zapojení se „zpětnou vazbou“, která obsahuje pasivní součástky. Volba součástek umožní zvolit frekvenci dle vztahu $f \approx \frac{1}{1,4RC}$. Princip je opět založen na periodické změně úbytků napětí na odporech R , které vznikají střídavým nabíjením kondenzátorů C . Uvedené zapojení má **střídu** 1:1, tj. délky stavů „0“ a „1“ jsou stejné. V případě, že se budou hodnoty odporů (kapacit) lišit, bude i střída nesymetrická.

Registry V aplikacích často potřebujeme zapamatovat v obvodu stav některých vstupů. Potřebujeme-li paměť pouze pro jeden vstup, můžeme použít klopný obvod typu D. Na jeho vstup D přivedeme signál, který chceme zapamatovat a ve vhodném okamžiku přivedeme impuls na vstup CL , čímž se vstupní signál D zapamatuje (do dalšího hodinového impulsu). Potřebujeme-li paměť pro více signálů, použijeme **registr**, což je paralelní kombinace klopných obvodů D, které jsou řízeny stejným signálem CL . Počet obvodů pak určuje počet zapamatovatelných signálů (počet bitů informace, které je registr schopen uchovat).



Obrázek 35: Registr posuvný.

Uvažujme teď, že chceme zapamatovanou informaci přenést do vzdáleného místa. Můžeme zvolit dvě varianty, a to sice *paralelní* přenos, při kterém povedeme tolik drátů, kolik signálů přenášíme, nebo *sériový* přenos, při němž všechny signály postupně přeneseme po jednom vodiči. V závislosti na aplikaci se rozhodujeme pro vhodný typ přenosu: paralelní je velmi rychlý, ale potřebuje mnoho vodičů, sériový je pomalejší, ale vystačí s jedním (datovým) vodičem. Dále uvažujme jenom blok pro příjem informace sériovým přenosem. Potřebujeme sestavit obvod, který si jednak zapamatuje stav přenosového vodiče, ale zároveň bude schopen „posunout“ dále informaci o předchozím stavu (v minulém okamžiku). Takový obvod se nazývá **posuvný registr** a lze jej vytvořit kombinací obvodů typu D. Požadujeme-li přenos čtyř bitů informace, použijeme čtyři obvody D. U všech obvodech propojíme příslušné vstupy R , S a CL . Vstup D prvního obvodu připojíme k přenosovému vodiči, vstup D každého dalšího obvodu připojíme k výstupu Q předchozího obvodu a všechny výstupy Q vyvedeme jako výstupy Q_0 – Q_3 posuvného registru. Princip obvodu je následující: když se na přenosovém vodiči objeví stav odpovídající prvnímu přenášenému signálu, vytvoříme signál CL , který tuto hodnotu přeneseme na výstup prvního klopného obvodu $Q = Q_0$ (stavy dalších výstupů Q_1 – Q_3 jsou náhodné). Když se objeví stav odpovídající druhému přenášenému signálu, vytvoříme opět signál CL , kterým se přeneseme na výstup $Q = Q_0$ daná hodnota. Protože však jsou signály CL přiváděny na všechny klopné obvody, a ty jsou vzájemně spojeny (Q_0 – D_1), přeneseme se v téže okamžiku původní hodnota z Q_0 na Q_1 – informace odpovídající prvnímu přenášenému signálu bude nyní držena na výstupu Q_1 druhého klopného obvodu. Provedeme-li uvedený cyklus čtyřikrát, budou na výstupech Q_0 – Q_3 hodnoty odpovídající přenášeným signálům a přenos dat bude tedy dokončen. Obdobným způsobem by pracovala vysílající strana. Při praktické realizaci sériového přenosu je důležitá přesná synchronizace hodinových signálů CL na přijímací i vysílací straně.



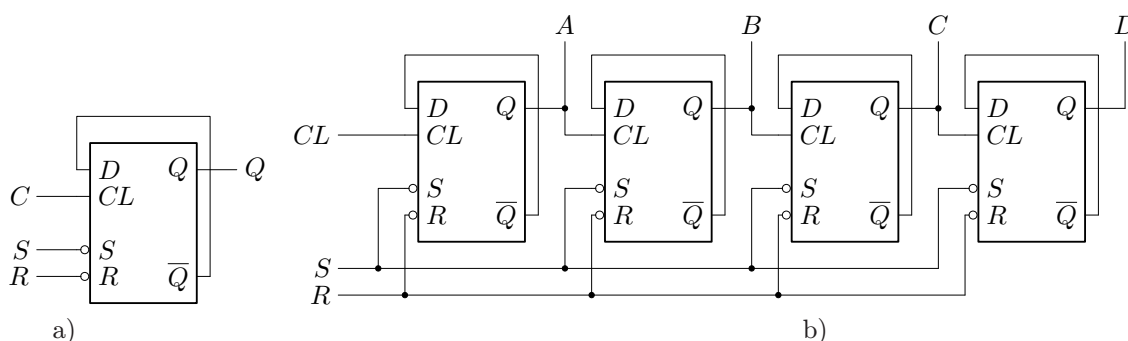
Obrázek 36: Registr kruhový.

Kruhový registr vznikne z posuvného tím, že vstup prvního klopného obvodu připojíme na výstup posledního obvodu. Pak se bude poslední výstup přenášet zpátky na vstup a výsledkem činnosti bude periodicky se opakující posloupnost signálů. Pokud na začátku neaktivujeme vstupy R a S , bude nastavení obvodů náhodné. Když jeden z nich aktivujeme, nastaví se všechny výstupy do stejného stavu a kruhová rotace nebude patrná. Proto je třeba zapojit alespoň u jednoho obvodu vstupy R a S obráceně. Pak např.

aktivace signálu R způsobí vynulování všech klopných obvodů, vyjma jednoho, který se nastaví do stavu „1“. Tato jednička pak bude registrem „putovat“.

Čítače Základním úkolem čítače je uchování informace o počtu impulsů, které byly přivedeny na jeho vstup. Tato informace je na výstupu čítače zobrazena binárním kódem příslušného počtu. Protože každý čítač obsahuje konečný počet paměťových prvků (které si udržují informaci o počtu impulsů), mají všechny čítače jen omezenou kapacitu a dokáží počítat jen do N (pracují tedy v aritmetice modulo N). Přejde-li ve stavu $N - 1$ další impuls, dojde k přetečení rozsahu čítače a ten přejde do stavu 0. Abychom mohli zaregistrovat, že k přetečení došlo, objeví se úroveň „1“ na speciálním výstupu C_0 (příznak přenosu).

Nejjednodušším čítačem je **dělič dvěma**, což je klopný obvod D, jehož výstup \overline{Q} je přiveden na vstup D . Vstupní signál je pak přiveden na hodinový vstup CL . Tento čítač počítá pouze do dvou a v podstatě nese informaci o sudém či lichém počtu impulsů. Jeho název plyne ze skutečnosti, že v případě vstupu ve tvaru impulsů s frekvencí f bude mít výstup frekvenci $f/2$ (klopný obvod D reaguje jen na náběžnou hranu hodinového signálu a proto je každý druhý puls „ignorován“).



Obrázek 37: a) Dělič dvěma, b) šestnáctkový čítač.

Chceme-li sestavit čítač pro větší počet impulsů, stačí zařadit několik klopných obvodů za sebe (kaskádně) tak, že výstup Q_1 prvního obvodu přivedeme na hodinový vstup druhého obvodu apod. (výstupy se pak zpravidla značí A, B, C, D, \dots). Uvedeným způsobem jsme ovšem schopni realizovat jen čítače pro N , které je mocninou dvou. Je-li zapotřebí volit N jiné (např. pro desítkový čítač $N = 10$), musíme zapojit *nulovací obvod* – ze základních hradel sestavíme obvod, který bude mít na výstupu úroveň „1“ právě tehdy, když se výstup čítače rovná požadované maximální hodnotě N . Na vstup nulovacího obvodu připojíme výstupy z čítače a výstup nulovacího obvodu připojíme na všechny vstupy R klopných obvodů. Například pro $N = 10_{10} = 1010_2$ musí být výstup nulovacího obvodu roven roven jedné pro $A = C = 1$, $B = D = 0$. Z toho získáme podmínku $1 = \overline{A}BC\overline{D} = (AC)(\overline{B}\overline{D}) = \overline{AC + \overline{B}\overline{D}}$, kterou jsme schopni sestavit z hradel NAND a NOR.

Pokročilejší konstrukce čítačů umožňují nejen impulsy přičítat, ale i odečítat. Takový čítač pak má dva vstupy, každý vyhrazený pro jeden směr čítání, a navíc výstup B_0 pro signalizaci *podtečení* čítače, tj. dosažení menší než nulové hodnoty (čítač pak přechází do maximální hodnoty).

Čítače se realizují přímo jako integrované obvody. Nejjednodušší z nich je šestnáctkový čítač s označením 7493. Ten má dva vstupy A a BD a výstupy A, B, C, D . Vnitřně je tento čítač rozdělen na dvě části, vstup A a výstup A tvoří dělič dvěma, vstup BD a ostatní výstupy pak dělič osmi. Pokud chceme, aby obvod pracoval jako čítač, musíme propojit výstup A se vstupem BD . Pro realizaci čítače modulo N má obvod dva ekvivalentní vstupy R_0 (vnitřně spojené součinným hradlem). Pokud ani jeden z nich není v úrovni „0“, čítač se nastaví na nulovou hodnotu a čítač nečítá, dokud se úroveň nevrátí zpět na nulu. Čítač s označením 7490 pracuje obdobně, ale čítá pouze do desítky a je vybaven dvěma nastavovacími vstupy R_9 , které nastavují čítač do stavu „9“ (stejným způsobem jako se nuluje).

∴ Realizace měření ∴

Pro měření sekvenčních logických obvodů použijeme měřicí jednotku ANALOG & DIGITAL DATA UNIT výukového systému μ LAB se softwarem RC2000 (v režimu LOGIC ANALYZER nebo LOGIC ANALYZER + GENERATOR) a příslušné moduly s logickými obvody. Budeme používat vstupy v sekci DIGITAL INPUT a výstupy v sekci DIGITAL OUTPUT. Ověřování funkce v úlohách 1, 3 a 4 je lepší provádět pomocí modulů LOG PROBE a LOG SELECTOR bez využití počítače. Nezapomeňte, že obvod typu D reaguje jen na náběžnou hranu hodinového signálu, tlačítko z modulu LOG SELECTOR je proto nutno vždy vrátit do základního stavu. Také dbejte na správné připojení vstupů R a S .

Při provádění úlohy 2 využijte počítač, kterým budete sledovat výstupní signály. Pro analýzu mostabilního klopného obvodu je nutno si vytvořit v generátoru vstupní signál, který obsahuje krátký nulový úsek, jinak je ve stavu „1“. Délku volte tak, aby byla větší než hodnota τ . Vhodná kombinace parametrů je $C = 10 \text{ nF}$ a $R = 10\text{--}100 \text{ k}\Omega$. Pasivní součástky zapojte na modulu COMPONENT BOARD, který ale nepřipojíte na napájecí svorky. Zemnicí bod spojte se svorkou GND některého logického obvodu.

Při ověřování posuvného registru používejte „ruční“ řízení hodinového signálu. Nejprve registr uveďte do nulového stavu, pak pomocí selektoru nastavte první bit přenášené informace, a stiskněte dvakrát „hodinové tlačítko“ a zaznamenejte výsledek. Totéž opakujte několikrát pro různé kombinace vstupních úrovní a sledujte postup signálu. V případě kruhového registru připojte na vstup CL signál 1 Hz z modulu TIME BASE, výstupy připojte na vstupy LOG PROBE a sledujte změny na svítivých diodách.

Funkci děliče dvěma sledujte na počítači, hodinový signál používejte z modulu TIME BASE. Funkci čítačů ověřujte jak na počítači, tak na zobrazovači. Využijte režim s generátorem, ve kterém si vytvoříte hodinový signál s periodou 1,5 ms (zobrazí právě 16 změn na šířku okna), případně použijte modul TIME BASE.

V úloze 10 je třeba použít dvou vstupních signálů. Nejprve použijte dva signály z modulu TIME BASE, které jsou vzájemně synchronní. Použijte buď přímo blízké frekvence (např. 1 a 10 kHz), nebo využijte děličku (signál 10 kHz vyvedte přes děličku pěti, výsledných 2 kHz použijte společně s 1 kHz). Poté vyzkoušejte vzájemně nesynchronní signály. První z nich získáte z modulu TIME BASE, druhý pak z modulu FUNCTION GENERATOR, u kterého však musíte nastavit obdélníkový průběh se správnou amplitudou a ofsetem (aby výstup odpovídal TTL, tedy dva stavy +5 V a 0 V, tj. nastavte amplitudu i ofset na 2,5 V). Signál odebírejte z horní signálové svorky, spodní svorku připojte na svorku GND některého logického obvodu. Výsledek zobrazujte osciloskopem.

Modul TIME BASE slouží jako generátor periodického obdélníkového průběhu vhodného pro práci s TTL obvody. Vrchní oddíl OSCILLATOR obsahuje několik výstupů pro frekvence 1 Hz až 100 kHz (dekadicky stupňované) a tlačítko RUN pro spuštění/zastavení generátoru. Spodní část DIVIDER slouží jako dělič signálu (tj. snižuje jeho frekvenci) přivedeného na vstup IN. Výstupní signál může být odebírán z výstupů DIV 2, DIV 5 a DIV 10 s příslušným dělicím poměrem.

Popis okna programu v režimu logického analyzátoru: V přehledu jsou popsány ovládací prvky, které jsou využívány v režimu LOGIC ANALYZER.

- TRIGGER – slouží k výběru signálu, který bude použit jako spouštěč osciloskopu, je-li zvoleno tlačítko INT. Stiskem tlačítka s číslem příslušného kanálu přepínáme mezi reakcí na úroveň „0“, „1“ nebo ignorování příslušného kanálu. Současný stav je indikován v poli vedle tlačítka, v případě ignorování je zde křížek. Ke spuštění dojde, jsou-li splněny podmínky na všech vstupech současně. Je-li zvoleno tlačítko EXT, bude použito externí spuštění, v případě OFF nebude výstup synchronizován.
- CURSOR – slouží k zobrazení stavu vstupu, je-li stisknuto tlačítko ON. Pak se zobrazí dvě polohy kurzorů a jim odpovídající úrovně vstupu ve vyjádření binárním, dekadickým a hexadecimálním.

V režimu LOGIC ANALYZER + GENERATOR jsou zobrazeny dva průběhy – generovaný výstupní průběh a vstupní signál. Oproti režimu LOGIC ANALYZER jsou k dispozici tyto prvky:

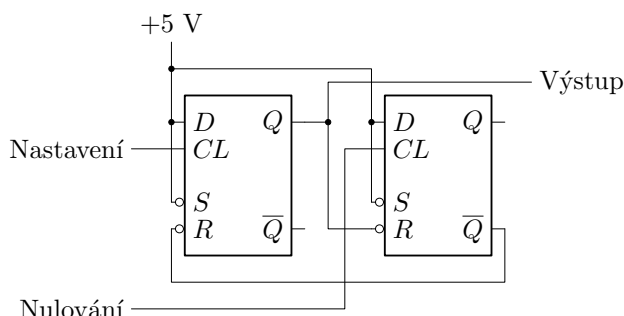
- OPEN – umožní načtení dříve uloženého výstupního průběhu.
- SAVE – uloží současný výstupní průběh do souboru.
- EDIT – otevře editor výstupních průběhů WAVEFORM EDITOR.

V editoru WAVEFORM EDITOR editujeme výstupní signál tak, že v okně s průběhem tažením myši se stisknutým levým tlačítkem označíme časovou oblast, která se nastaví na zadanou hodnotu, v závislosti na použitém režimu. K dispozici jsou následující prvky:

- MODE – přepíná mezi způsoby editace signálu. V režimu 1 BIT jednotlivé výstupy nastavujeme na „0“ nebo „1“ nezávisle, v režimu 8 BITS nastavujeme všechny vstupy najednou, v režimu CLOCK vytvoříme v jednom vstupu hodinový signál.
- 8-BIT VALUE – slouží k zadání hodnoty, která se bude nastavovat v režimu 8 BITS. Jednotlivé bity se nastavují pomocí příslušných tlačítek, nad nimi je zobrazena odpovídající desítková a šestnáctková hodnota.
- CLOCK – slouží k nastavení periody hodinového signálu v režimu CLOCK. Dvojice tlačítek START 0 1 slouží k určení, v jakém stavu bude hodinový signál v nulovém čase.
- LEAVE EDITOR – opustí editor a současný průběh se bude používat jako výstupní průběh.

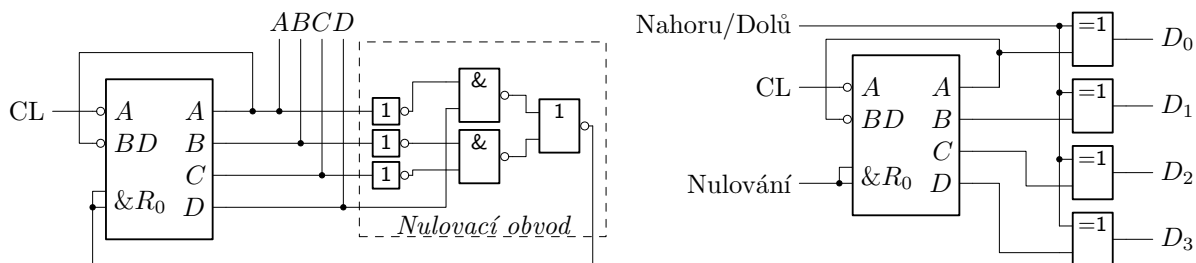
: Zadání úlohy

1. Ověřte funkci asynchronního RS klopného obvodu.
2. Ověřte funkci monostabilního a astabilního klopného obvodu (obě zapojení). Ověřte vztah pro délku trvání impulsu τ a frekvenci kmitání f pro několik kombinací R a C . U astabilního obvodu ověřte vliv nestejných hodnot odporů. Při určování periody kmitů použijte průměr z různého počtu impulsů a sledujte vliv na přesnost výsledku.
3. Ověřte funkci D klopného obvodu, nejprve sestaveného z hradel, pak z obvodu 7474, srovnajte výsledky.
4. Pomocí klopných obvodů D vytvořte bistabilní klopný obvod, který se nastavuje i nuluje náběžnou hranou signálů „Nastavení“ a „Nulování“.



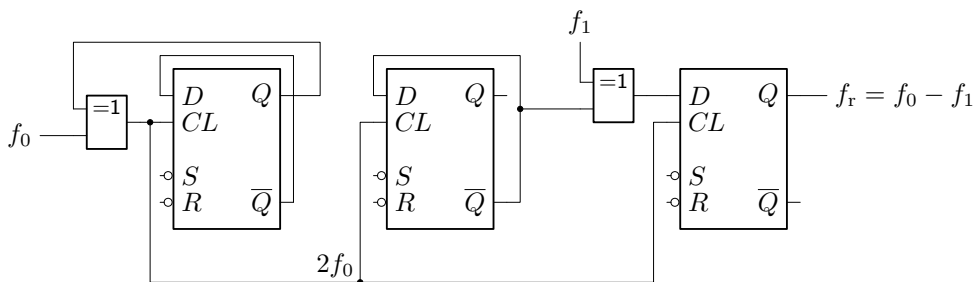
Obrázek 38: Zapojení klopného obvodu nastavovaného hranou.

5. Pomocí klopných obvodů D realizujte čtyřbitový posuvný sériově-paralelní registr a ověřte jeho funkci. Modifikujte zapojení tak, aby vznikl kruhový registr a znovu ověřte jeho funkci.
6. Ověřte funkci klopného obvodu D coby děliče dvěma, totéž proveďte s kaskádou čtyř obvodů.
7. S využitím obvodu 7493 sestavte čítač do 16 a do 8.



Obrázek 39: Čítač a) osmičkový, b) s volbou směru počítání.

8. Realizujte šestnáctkový čítač, který umožňuje volit směr počítání nahoru/dolů, využijte obvod 7493.
9. Sestavte obvod vytvářející rozdíl frekvencí f_0 a f_1 dvou impulzních průběhů. Tento obvod je sestaven ze dvou částí. Druhý a třetí klopný obvod tvoří rozdílový člen, který však potřebuje mít na vstupu frekvenci $2f_0$. Tu mu dodává zapojení s prvním klopným obvodem, který pracuje jako násobič frekvence. Ověřte funkci násobiče frekvence a pak funkci celého obvodu. Ověřte funkci zapojení pro vstupní signály synchronizované i nesynchronizované.



Obrázek 40: Zapojení obvodu pro rozdíl frekvencí.

Použité přístroje a pomůcky

počítač s programem RC2000, měřicí panel, zdroj napětí, A&DDU, LOG PROBE, LOG SELECTOR, TIME BASE, FUNCTION GENERATOR, COMPONENT BOARD, sada vodičů, panely s TTL obvody – NAND (7400), NOR (7402), NOT (7404), XOR (7486), čítač (7493), klopný obvod D (7474), odpory, kondenzátory

Studijní prameny

přednášky z elektřiny a magnetismu a z elektroniky

∴

Úloha číslo 8.

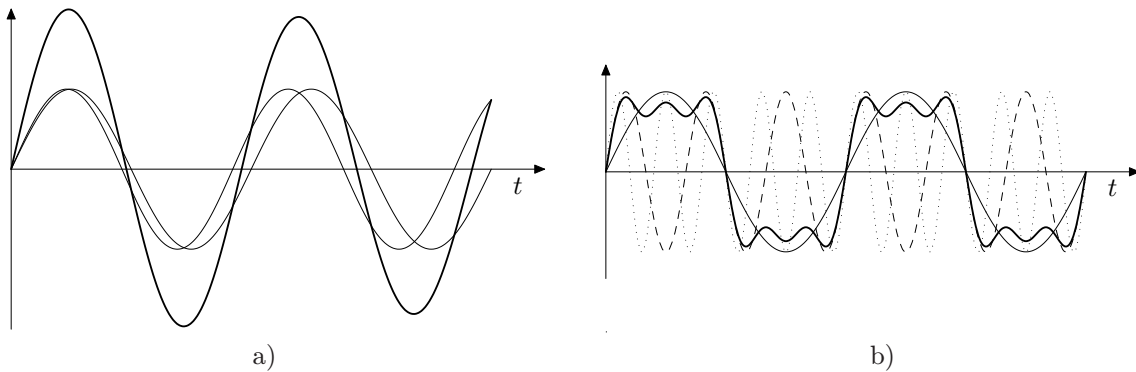
Cílem úlohy je seznámení se s principem harmonické analýzy a syntézy signálů a studium spekter některých běžných průběhů – sinusového, sinusového usměrněného a obdélníkového.

: Teorie

V aplikacích elektroniky se setkáváme s celou řadou signálů $f(t)$, které mají různé průběhy a tedy i různé „vlastnosti“. Při teoretickém vyšetřování elektronických obvodů není možno analyzovat odezvu obvodu na všechny myslitelné vstupní průběhy, a bylo by proto vhodné zavést omezené množství základních (bázových) signálů, které použijeme k popisu vlastností elektronického obvodu.

V praxi se často setkáváme se signály, které mají jednu význačnou vlastnost – v čase se opakují. Takové signály označujeme jako **periodické** a čas T , pro který platí $f(t + nT) = f(t)$, kde n je celé číslo, nazýváme **periodou**. Může se jednat například o hodinový signál v logických obvodech nebo sinusový výstup RC generátoru. Obzvláště uvedený sinusový signál $f(t) = \sin(\omega t)$ s úhlovou frekvencí ω je velice snadno realizovatelný a má i zajímavé matematické vlastnosti. Proto je výhodné zvolit sinusový signál jako základ pro vyjádření dalších signálů.

Zvolme si dva signály s jednotkovou amplitudou, přičemž jeden má (úhlovou) frekvenci $\omega_1 = \frac{2\pi}{T_1}$ (tj. platí $f(t) = \sin \omega_1 t$) a druhý frekvenci ω_2 (tj. $g(t) = \sin \omega_2 t$) a sestavme součet těchto signálů. Pokud budou frekvence ω_1 a ω_2 zcela libovolné, nebude součtový signál periodický, protože oba průběhy obecně mají stejnou fázi (součin frekvence a času) jen v čase $t = 0$. Aby se i součtový signál v čase opakoval s periodou T_0 , musí být tato perioda T_0 společná pro oba signály. Tedy musí zároveň platit $\sin \omega_1(t + T_0) = \sin \omega_1 t$ a $\sin \omega_2(t + T_0) = \sin \omega_2 t$. Protože funkce sinus je periodická s periodou 2π , budou obě podmínky splněny, pokud bude platit $\omega_1 T_0 = 2\pi n$ a $\omega_2 T_0 = 2\pi m$, kde m, n jsou celá čísla. Vyjádříme-li úhlové frekvence $\omega_{1,2}$ pomocí příslušných period $T_{1,2}$, získáme podmínky $T_0 = nT_1$ a $T_0 = mT_2$, a jejich vydělením pak $T_1/T_2 = m/n$. Tyto podmínky lze interpretovat tak, že *frekvence dílčích signálů* musí být celočíselným násobkem **základní frekvence** $f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{\omega_0}{2\pi}$, má-li být jejich součet periodický s periodou T_0 . Druhá podmínka vyjadřuje souměřitelnost frekvencí.



Obrázek 41: Součet sinusových průběhů s frekvencemi a) nesouměřitelnými, b) souměřitelnými.

Obdobné podmínky platí i pro součet více než dvou dílčích harmonických signálů, obecně i pro nekonečný počet. Výše uvedené podmínky nikterak nezávisí na amplitudě signálů, můžeme proto připustit, aby dílčí signály měly amplitudu jinou než jednotkovou. Bude-li mít dílčí funkce nenulový **fázový posuv** ϕ_1 , tj. bude mít tvar $f(t) = \sin(\omega_1 t + \phi_1)$, uvedená podmínka se opět nezmění. Proto můžeme sestavit nějakou funkci $u(t)$ s periodou T a frekvencí $f = \frac{1}{T}$ pomocí součtu (**Fourierovy řady**)

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \sin(2\pi n f_1 t + \phi_n), \quad (52)$$

kde A_n a ϕ_n mohou být i nulové pro některé n . Použitím f_1 jsme vyjádřili skutečnost, že pro $n = 1$ platí $f_1 = 1f$.

Ukazuje se, že pomocí vhodné volby koeficientů A_n a ϕ_n jsme schopni vyjádřit *jakýkoliv* periodický signál s periodou $T = \frac{1}{f_1}$. Uvedená skutečnost nám umožní provádět **syntézu libovolného periodického signálu** pomocí sinusových funkcí, jejichž frekvence jsou násobkem f_1 . Tyto funkce se pak nazývají **harmonické složky** periodického signálu a množina hodnot A_n, ϕ_n tvoří **amplitudové a fázové spektrum** periodického signálu.

Uvedeným způsobem můžeme periodické signály vytvářet. Často však máme periodický signál zadán a potřebujeme jej rozložit do součtu harmonických funkcí, tj. potřebujeme k danému periodickému signálu nalézt hodnoty koeficientů A_n a ϕ_n . Tímto způsobem v podstatě přecházíme od **časové** reprezentace signálu (jako funkce $u(t)$) k **frekvenční** reprezentaci (jako posloupnost amplitud a fází). Abychom určili matematický vztah mezi funkcí u a jejím spektrem, vyjádříme (52) pomocí vzorce $\sin(\alpha+\beta) = \sin\alpha \cos\beta + \cos\alpha \sin\beta$, čímž získáme

$$u(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A'_n \sin(2\pi n f_1 t) + \sum_{n=0}^{\infty} A''_n \cos(2\pi n f_1 t), \quad (53)$$

kde $A'_n = A_n \cos\phi_n$ a $A''_n = A_n \sin\phi_n$. Vynásobme teď obě strany rovnice členem $\sin(2\pi k f_1 t)$ a integrujme obě strany přes jednu periodu. Protože platí $\int_0^T \sin(nt) \sin(mt) dt = 0$ pro $n \neq m$ a $\int_0^T \sin(nt) \cos(mt) dt = 0$ pro všechna n, m , zbyde nám na pravé straně jen jeden nenulový člen a můžeme tedy psát

$$A'_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin(2\pi k f_1 t) dt. \quad (54)$$

Když rovnici (53) vynásobíme funkcí $\cos(2\pi k f_1 t)$, získáme obdobně

$$A''_k = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos(2\pi k f_1 t) dt. \quad (55)$$

Amplitudové a fázové spektrum pak určíme ze vztahů

$$A_n = \sqrt{A'_n{}^2 + A''_n{}^2}, \quad \text{tg } \phi_n = \frac{A''_n}{A'_n}. \quad (56)$$

Vzhledem k tomu, že amplitudy A_n se určují integrací, může se stát, že některé amplitudy budou nulové. To znamená, že signál nemusí obsahovat všechny násobky základní harmonické. Hodnoty relativních amplitud pro některé často užívané signály jsou uvedeny v tabulce. Z ní je vidět, že tyto signály mají vždy největší první harmonickou a ostatní složky jsou zastoupeny mnohem slaběji.

n	Obdélníkový	Jednocestně usměrněný	Dvojcestně usměrněný
1	1,000	1,000	1,000
2	0,000	0,424	0,200
3	0,333	0,000	0,086
4	0,000	0,085	0,048
5	0,200	0,000	0,031
6	0,000	0,037	0,021
7	0,143	0,000	0,016
8	0,000	0,021	0,012
9	0,111	0,000	0,009
10	0,000	0,035	0,008

Tabulka 1: Teoretické hodnoty spektrálních koeficientů.

V uvedené sumaci vystupuje i nulový násobek s periodou $T = 0 T_0 = 0$, což odpovídá konstantní funkci. Hodnota A_0 pak udává velikost **střední hodnoty** periodického signálu (hodnota ϕ_0 nemá smysl) a nazývá se **stejnoseměrná složka** signálu.

V experimentech se harmonická analýza provádí dvěma způsoby. První spočívá ve využití **selektivního voltmetru**, tedy přístroje, který měří napětí jen ve velmi malém intervalu frekvencí. Zpravidla je tvořen sériovou kombinací laditelného frekvenčního obvodu, který propouští jen úzké frekvenční pásmo, a voltmetrem, který je schopen měřit frekvenčně nezávisle. Při analýze se laditelný obvod postupně přeladuje od nejnižší do nejvyšší frekvence a zaznamenává se poloha a velikost maxim výchylek na stupnici voltmetru. Je-li vstupní signál periodický, měla by se maxima nacházet pouze u frekvencí, které jsou násobky základní frekvence f_1 . Výšky maxim pak představují koeficienty A_n . Tímto způsobem jsme však schopni určit jen amplitudové spektrum, informace o fázi se ztrácí. Proto nebudeme schopni ze získaných dat periodický signál znovu sestavit.

Druhý způsob spočívá v numerickém počítání spekter – pomocí logických obvodů se do paměti uloží informace $u_i = u(i\Delta t)$, kde Δt je **vzorkovací interval**, o amplitudě signálu v různých časových okamžicích (signál se **navzorkuje**) a z těchto hodnot se pak *numericky* spočítají A_n a ϕ_n . Výpočet se provádí tak,

že se integrály (54) a (55) nahradí součtem podle některého pravidla o výpočtu integrálů, např. $A'_k = \frac{2\Delta t}{T} \sum u_i \sin(2\pi k f_1 i \Delta t)$.

Využití harmonické analýzy Harmonickou analýzu nyní využijeme k popisu elektronických obvodů. Nemůže však rozumně popsat jakýkoliv obvod, ale jen **lineární obvod**, tj. takový, pro který platí $F[au(t) + bv(t)] = aF[u(t)] + bF[v(t)]$, kde $u(t)$, $v(t)$ jsou dva libovolné signály na vstupu obvodu, a , b libovolné reálné koeficienty a funkce F je charakteristická pro daný obvod, ale nemusí být vyjádřitelná analyticky (v uzavřeném tvaru). Právě tuto funkci chceme nějakým způsobem vyjádřit.

Uvažujme nyní na vstupu periodický signál $u(t)$, který rozepíšeme ve tvaru $u(t) = \sum A_n \sin(n\omega_1 t)$. Využijeme-li linearity obvodu, můžeme psát

$$F[u(t)] = F\left[\sum A_n \sin(n\omega_1 t)\right] = \sum F[A_n \sin(n\omega_1 t)] = \sum A_n F[\sin(n\omega_1 t)]. \quad (57)$$

Člen $F[\sin(n\omega_1 t)]$ popisuje chování elektronického obvodu, je-li na jeho vstup přiveden signál s přesně definovaným – sinusovým – průběhem. Přivedeme-li na vstup lineárního obvodu takovýto signál, bude na výstupu sinusový signál $F_n \sin(n\omega_1 t + \varphi_n)$ stejné frekvence, ale obecně s jinou amplitudou a jinou fází. To můžeme zapsat pomocí komplexního koeficientu přenosu $\hat{F}_n = F_n e^{j\varphi_n}$. Budeme-li na vstup postupně přivádět sinusové průběhy s frekvencí $n\omega_1$, získáme posloupnost $\hat{F}_1, \hat{F}_2, \dots$. Uvedená posloupnost nám pak umožní popsat jakýkoliv výstupní periodický signál, protože po dosazení do (57) lze psát

$$F[u(t)] = \sum A_n \hat{F}_n \sin(n\omega_1 t). \quad (58)$$

Lze tedy říci, že znalost odezvy lineárního obvodu na harmonické signály nám postačuje k charakterizaci odezvy na libovolný periodický signál.

Zobecnění pro neperiodické signály Uvedený postup lze zobecnit i na neperiodické signály. Neperiodický signál můžeme uvažovat jako periodický signál, který má nekonečnou periodu. Tomu pak odpovídá nekonečně malá hodnota frekvence ω_1 , která po dosazení do řady (52) a provedení limitního procesu $T \rightarrow \infty$ způsobí přechod sumace v integraci. Protože odpovídající hodnoty $\hat{F}_1, \hat{F}_2, \dots$ budou přiřazeny vzájemně blízkým frekvencím, můžeme *posloupnost* nahradit *funkcí* frekvence $\hat{F}(\omega)$. Tato funkce pak má význam přenosové funkce, se kterou jsme se setkali např. u filtrů.

Nelineární obvody Analýza nelineárních obvodů je značně komplikovanější a proto je není možno popsat nějakou funkcí $\hat{F}(\omega)$ jako v předchozím textu. Není totiž splněna podmínka, že po přivedení sinusového signálu bude na výstupu sinusový signál stejné frekvence. Uvažujme například „kvadratický“ obvod popsateľný funkcí $F[u(t)] = u^2(t)$. Dosadíme-li $u(t) = \sin \omega t$, dostaneme pro výstupní signál

$$F[u(t)] = \sin^2 \omega t = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t).$$

Na výstupu se nám tedy objeví jednak stejnosměrná složka, ale také složka s *dvojnásobnou* frekvencí. Kdybychom na vstup přivedli signál $u(t) = \sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t$, objevily by se na výstupu i **křížové** frekvence $\omega_1 \pm \omega_2$.

∴ Realizace měření ∴

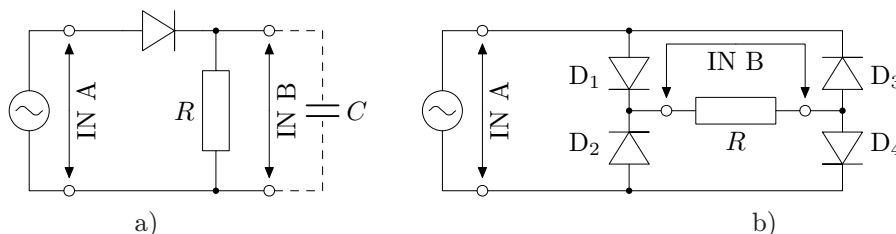
Pro měření spektrálních složek použijeme měřicí jednotku ANALOG & DIGITAL DATA UNIT výukového systému μ LAB se softwarem RC2000 v režimu OSCILSCOPE, modul FUNCTION GENERATOR pro vytváření sinusových a obdélkových signálů, moduly COMPONENT BOARD a TRANSISTOR BIPOLAR pro zapojení pasivních součástek. Hodnoty odporů volte tak, aby nedošlo k překročení proudové ochrany. Při měření nezapomeňte vhodně nastavit spouštěcí úroveň osciloskopu. Při sestavování usměrňovačů a zesilovačů se řiďte pokyny z předchozích úloh (číslo 2 a 3).

V úlohách 1 a 2 připojte vstup IN A přímo na výstup FUNCTION GENERATOR. V úlohách 3 a 4 připojte oba kanály pro porovnání průběhu signálů i jejich spekter. Zapojení úlohy 6 je shodné s úlohou 3 bez kondenzátoru.

Popis okna programu v režimu spektrálního analyzátoru: Spektrální analyzátor získáme stisknutím tlačítka SPECTRUM v režimu OSCILSCOPE. Pomocí tlačítek v bloku CURSOR můžeme určovat intenzity jednotlivých frekvenčních složek, které jsou označeny pouze pořadovým číslem harmonické. První harmonická odpovídá vždy periodě vstupního signálu, hodnota ji příslušné frekvence se proto mění se signálem.

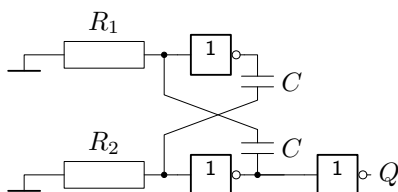
: Zadání úlohy

1. Změřte spektrum sinusového signálu. Zhodnoťte vliv změny offsetu signálu.
2. Změřte spektrum symetrického obdélníkového signálu a posuďte vliv offsetu. Srovnajte výsledek s teoretickými hodnotami.
3. Změřte spektrum jednocestně usměrněného sinusového signálu a určete f_1 . Srovnajte výsledek s teoretickými hodnotami. Změřte spektrum signálu po vyhlazení kondenzátorem $C = 1; 3,3$ a $10 \mu\text{F}$.



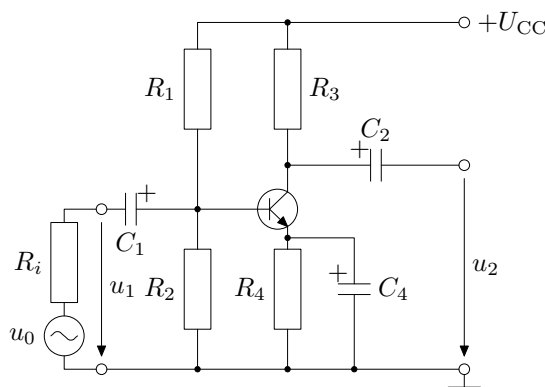
Obrázek 42: Usměrňovací obvod a) jednocestný, b) dvojcestný.

4. Změřte spektrum dvojcestně usměrněného sinusového signálu a totéž po vyhlazení kondenzátorem. Srovnajte výsledky s předchozí úlohou i s teorií.
5. Zapojte astabilní klopný obvod a změřte spektrum výstupního signálu pro různou hodnotu střídý. Zjistěte, jaká je funkce posledního hradla.



Obrázek 43: Astabilní obvod – generátor obdélníkového průběhu s nastavitelnou střídou.

6. Zapojte zdroj sinusového napětí s malou amplitudou 300 mV a offsetem 3 V a změřte spektrum signálu po průchodu diodou. Pak snižujte hodnotu offsetu a sledujte změny spektra.
7. Zapojte tranzistorový zesilovač a nastavte amplitudu vstupního sinusového signálu tak, aby nedošlo k saturaci. Pak postupně zvyšujte amplitudu až do saturace a sledujte změny spektra. Hodnoty součástek volte přibližně $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 11 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1000 \Omega$, $R_4 = 500 \Omega$, $C_1 = 3,3 \mu\text{F}$, $C_2 = 1 \mu\text{F}$ a $C_4 = 100 \mu\text{F}$.



Obrázek 44: Tranzistorový zesilovač.

Použité přístroje a pomůcky

počítač s programem RC2000, měřicí panel, zdroj napětí, A&DDU, FUNCTION GENERATOR, COMPONENT BOARD, TRANSISTOR BIPOLAR, sada vodičů, hradla NOT (7404), odpory, kondenzátory, dioda

Studijní prameny

přednášky z elektřiny a magnetismu a z elektroniky