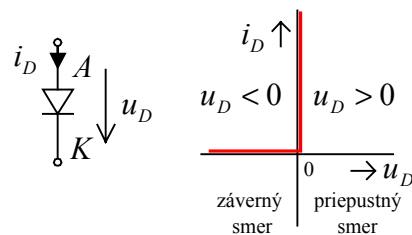


3 Polovodičové diódy a obvody s diódami

Cieľ kapitoly: Oboznámiť sa s elektrickými modelmi polovodičových diód pre malý aj veľký signál, a to pre statický (odporový) režim aj pre režim s rýchlo sa meniacimi signálmi. Vysvetliť metódu zaťažovacej priamky a pomocou nej vysvetliť základné obvody s diódami – detektor, usmerňovač a tvarovač. Ďalej vysvetliť základné aplikácie diód v závernom smere – varikapov na ladenie rezonančných obvodov.

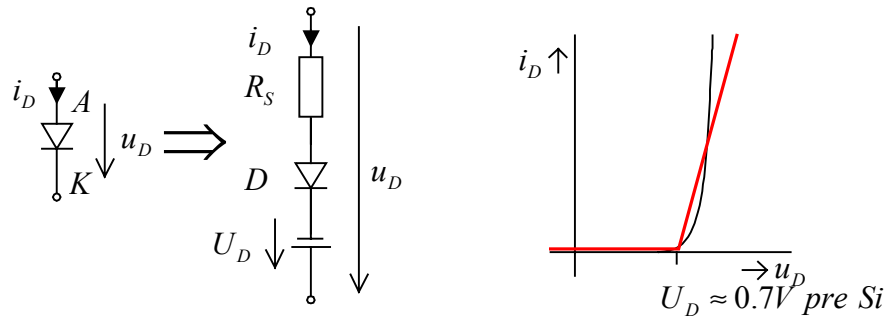
3.1 Modely nezotrvačných diód pre veľký signál

Diódy sú nelineárne elektronické prvky, ktoré prepúšťajú elektrický prúd len vtedy, ak je na ich anóde napätie kladné vzhľadom ku katóde. V opačnom prípade prúd nevedú (pozri obr. 3.1). Dnes sa v elektronike používajú predovšetkým polovodičové diódy vytvorené pomocou PN prieschodu v kryštalickom polovodiči (je to hlavne Si - kremík), alebo diódy s prieschodom kov - polovodič, u ktorých sa zaužíval názov Schottkyho diódy. Technológiu výroby polovodičových diód ani fyzikálny popis ich činnosti na tomto mieste nebudeme vysvetľovať. Pre aplikáciu diód v elektronických obvodoch budeme používať ich volt-ampérové prípadne volt-coulombové charakteristiky. V zriedkavých špeciálnych prípadoch sa môžeme stretnúť ešte s vákuovými diódami, ktoré boli používané v prvej polovici 20. storočia dokiaľ ich nevytlačili diódy polovodičové. Užitočným abstraktným prvkom pre tvorbu modelov reálnych diód a analýzu obvodov s nimi je tzv. ideálna dióda. Je to nezotrvačný prvok, ktorého V-A charakteristika je znázornená na obr. 3.1.



Obr. 3.1 Volt-ampérová (V-A) charakteristika ideálnej diódy.

Charakteristiku reálnej polovodičovej diódy z kremíka na obr. 3.2 môžeme približne nahradiť - aproximovať pomocou troch ideálnych prvkov (R_S , D , nap. zdroja s napätím U_D), zapojených do série. Uvedený model nazývame tiež po častiach lineárny model diódy. V-A charakteristiku takého modelu tvoria dve úsečky, tak ako je to znázornené na obr. 3.2. Uvedený typ modelu je vhodný najmä pre grafické a analytické metódy analýzy obvodov s diódami pracujúcich s veľkým signálom. Dnes sú tieto metódy vytlačované počítačovými programami, ktoré boli navrhnuté pre numerickú počítačovú analýzu elektronických obvodov. (Is SPICE, P SPICE atď).

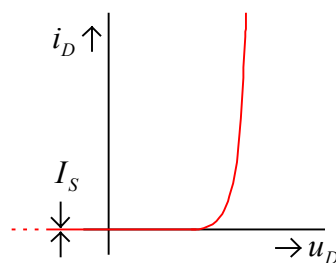


Obr.3.2 Obvodový model nezotrvačnej reálnej diódy a odpovedajúca aproximácia jej VA charakteristiky lineárnymi úsekmi.

Na základe zjednodušenej fyzikálnej predstavy o činnosti PN priechodu boli pre reálnu diódu vytvorené viaceré matematické modely - analytické vzťahy, ktoré viac - menej presne vystihujú reálnu V-A charakteristiku. Najjednoduchším modelom tohto typu je tzv. Exponenciálna aproximácia VA charakteristiky reálnej diódy (v závernom smere platí len po prizerazné napätie diódy).

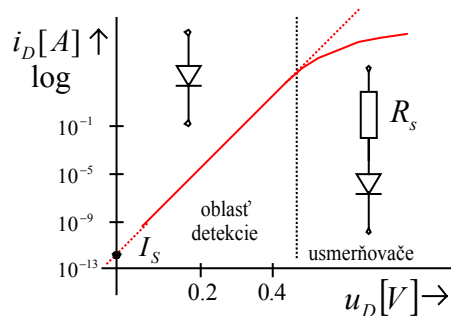
$$i_D = I_S \left(e^{\frac{u_D}{U_T}} - 1 \right) \quad (3.1)$$

V rovnici (3.1) predstavuje veličina U_T , pre ktorú možno z fyzikálnej teórie odvodiť $U_T = \frac{kT}{q} = 26mV$ pre $300^\circ K$. Nakoľko U_T má fyzikálne rozmer napätia a závisí od teploty, nazývame ho teplotným napätím. Druhý parameter v rovnici (3.1), I_S je saturačný prúd v závernom smere (je to zložitejšia funkcia teploty a ďalších fyzikálnych a technologických parametrov)



Obr. 3.3 Exponenciálna V-A charakteristika polovodičovej diódy s PN priechodom (merítka na osiach je lineárne).

Ak zobrazíme V-A charakteristiku diódy podľa (3.1) do grafu, ktorý má na osi x lineárne merítka a na osi y logaritmické (semilogaritmické zobrazenie grafu) dostaneme priamku, ktorá má dva parametre (I_S, U_T). Semilogaritmické zobrazenie V-A charakteristiky sa dobre hodí práve na experimentálne určenie parametrov I_S , U_T . V oblasti väčších prúdov však, v prípade reálnych diód, priamka znižuje sklon. Je to spôsobené parazitným sériovým odporom polovodičového materiálu mimo PN priechodu (obr. 3.4)



Obr. 3.4 V-A charakteristika reálnej nezotrvačnej diódy platná pre široký rozsah prúdov zobrazená v semilogaritmickej merítke.

V exponenciálnom modeli (3.1) možno vplyv sériového odporu diódy vyjadriť presnejšou verziou vzťahu v tvare:

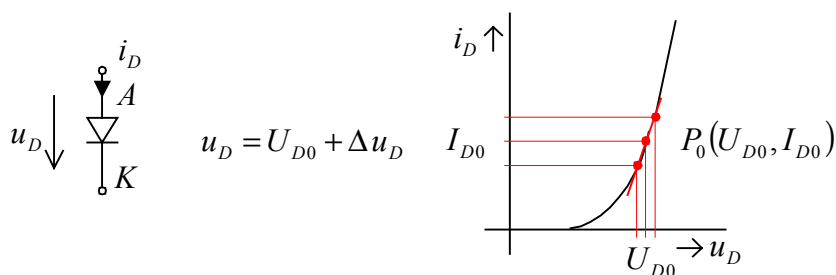
$$i_D = I_S \underbrace{\left(e^{(u_D - i_D R_s) / U_T} - 1 \right)}_{\downarrow} \quad (3.2)$$

resp. pre u_D platí: $u_D = U_T \ln \frac{i_D + I_S}{I_S} + i_D R_s$

Tento model diódy už vystihuje V-A charakteristiku nezotrvačnej diódy s dostatočnou presnosťou. Pre analýzu obvodov s takými modelmi je však už potrebné používať výpočtovú techniku so špeciálnym softvérom.

3.2 Lineárny model diódy pre malý signál

Ak napätie na dióde v priepustnom smere U_{D0} obsahuje malú striedavú zložku Δu_D - signál, môžeme pre tento signál navrhnúť nový, tzv. malosignálový model diódy. Ak sú naviac zmeny signálu dostatočne pomalé oproti zotrvačnosti diódy môžeme diódu v danom pracovnom bode (P_0) dostatočne presne charakterizovať diferenciálnym odporom, alebo vodivosťou.



Obr. 3.5 Pracovný bod a diferenciálna vodivosť diódy pre malý signál.

Diferenciálnu vodivosť diódy v priepustnom smere vypočítame z rovn. (3.1)

$$g_{D0} = \frac{\partial i_D}{\partial u_D} = I_S e^{\frac{u_D}{U_T}} \frac{1}{U_T} = \frac{i_D}{U_T} \quad \text{pre } u_D \gg U_T \quad (3.3)$$

Teda v pracovnom bode P_0 , kde je posledná nerovnosť splnená platí :

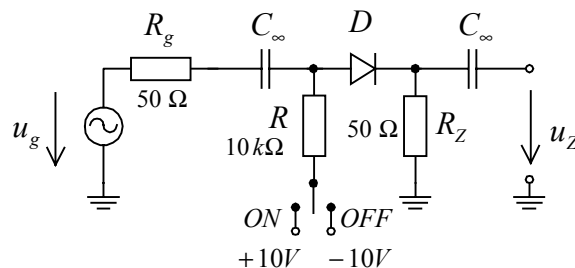
$$g_{D0} = \frac{I_{D0}}{U_T} \quad \text{Častejšie pracujeme s diferenciálnym odporom} \quad r_D = \frac{1}{g_D} = \frac{U_T}{i_D}$$

Takže v pracovnom bode P_0 platí: $r_{D0} = \frac{U_T}{I_{D0}}$

Príklad : pre $I_{D0} = 1\text{mA}$, $T = 300\text{ K}$ je dif. odpor $r_{D0} = 26\Omega$

pre $I_{D0} = 1\mu\text{A}$, $T = 300\text{ K}$ je dif. odpor $r_{D0} = 26\text{k}\Omega$

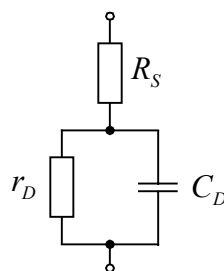
Zmenou pracovného bodu diódy (ovládaného napätím na dióde U_{D0}) môžeme meniť v širokom rozsahu diferenciálny odpor diódy pre malý signál. Jednoduchá aplikácia tohoto poznatku je pre tzv. elektronické spínanie „malého signálu“ pomocou diódového obvodu ako je to znázornené na nasledujúcom obrázku.



Obr. 3.6 Obvod s diódou pre elektronické vypínanie a zapínanie (amplitúdové kľúčovanie) malého striedavého napätia (signálu).

Na obrázku 3.6 sa pracovný bod diódy prepína z priepustného stavu (ON) do nepriepustného stavu (OFF), kedy je diferenciálna vodivosť diódy nulová (uplatňuje sa len tzv. barierová kapacita PN priechodu).

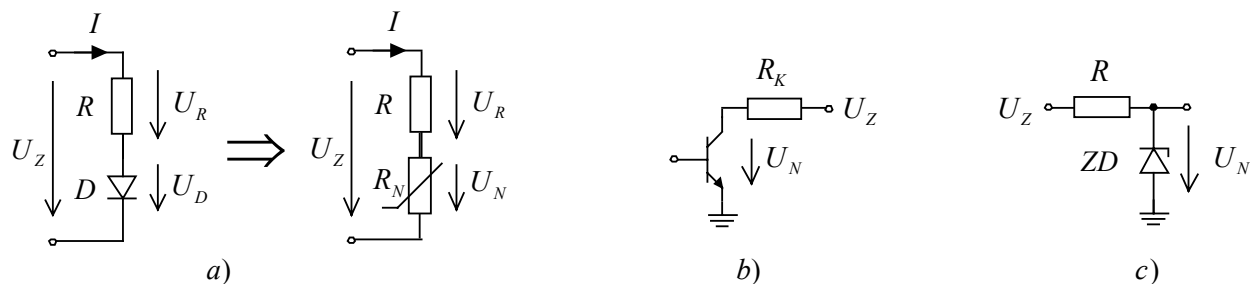
Rozšírenie kvázilineárneho modelu diódy v priepustnom režime pre vysoké frekvencie (v oblasti MHz a GHz) je na nasledujúcom obrázku (C_D je tzv. difúzna diferenciálna kapacita diódy pracujúcej v priepustnom smere).



Obr.3. 7 Model diódy v priepustnom smere pre malý vysokofrekvenčný signál.

3. 3 Grafické riešenie obvodov s diódami

Ide o úlohu nájsť riešenie (prúd cez diódu a napätie na nej) v obvodoch s diódou, kde sa nevyskytujú zotrvačné prvky (cievka, kondenzátor) a za predpokladu, že aj samotná dióda je nezotrvačná. (ide o odporovú sieť s diódami). Za tohoto predpokladu možno riešiť diódové obvody aj s relatívne rýchlymi zmenami napätia a prúdu. Východiskový obvod :



Obr 3.8 Základný obvod s diódou a jeho model (a), podobné obvody s tranzistorom a Zenerovou diódou sú na obr. b), c).

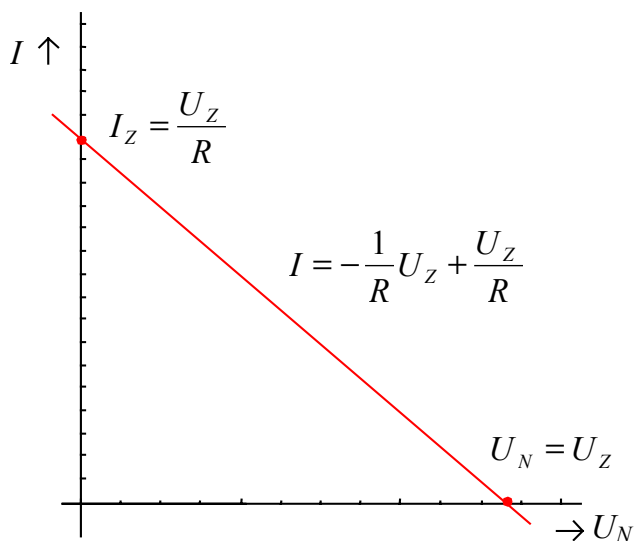
Pre hodnoty napätia v obvode podľa obr. 3. 8 platí:

$$U_Z = U_R + U_N = RI + U_N \quad (3.4)$$

Riešením je taká hodnota prúdu I_p , ktorá vyhovuje súčasne rovnici (3.4) a VA charakteristike diódy. Rovnicu (3.4) znázorníme preto v tej istej súradnicovej sústave, v akej je zobrazená VA charakteristika diódy – sústava I, U_N . Upravme rovnicu (3.4) na tvar :

$$I = -\frac{1}{R}U_N + \frac{U_Z}{R} \quad (3.5)$$

V rovine I, U_N je to rovnica priamky, $y = ax + b$, ktorá má priesečníky I_Z a U_N .



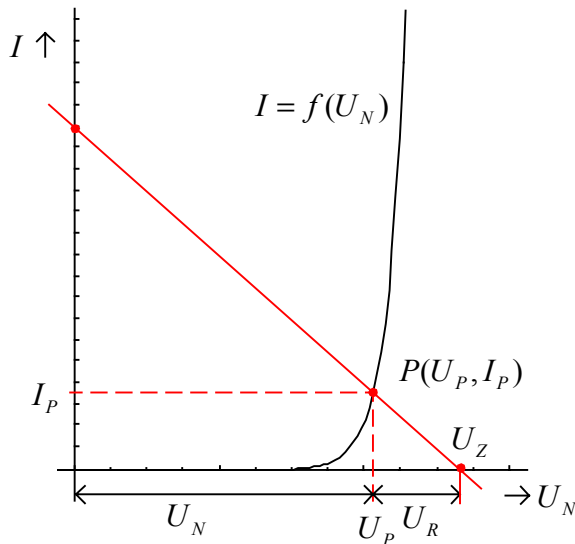
Obr. 3.9 Zaťažovacia priamka obvodu, jej rovnica a priesečníky s osami napätia a prúdu

Priesečníky zaťažovacej priamky s osami U_N, I podľa obr.3.9 vypočítame z podmienok

$$\text{a) } I = 0 \Rightarrow -\frac{1}{R}U_N + \frac{U_Z}{R} = 0 \Rightarrow U_N = U_Z \quad \text{b) } U_N = 0 \Rightarrow I_Z = -\frac{1}{R}0 + \frac{U_Z}{R}$$

Keďže R, R_N sú v sérii, je prúd v obvode spoločný a jeho hodnotu určuje priesečník VA charakteristiky a „zaťažovacej priamky“. Z grafickej konštrukcie a z rovnice (3.4) vyplýva okamžite aj rozdelenie napätí v obvode na U_N a U_R . Uvedená metóda sa

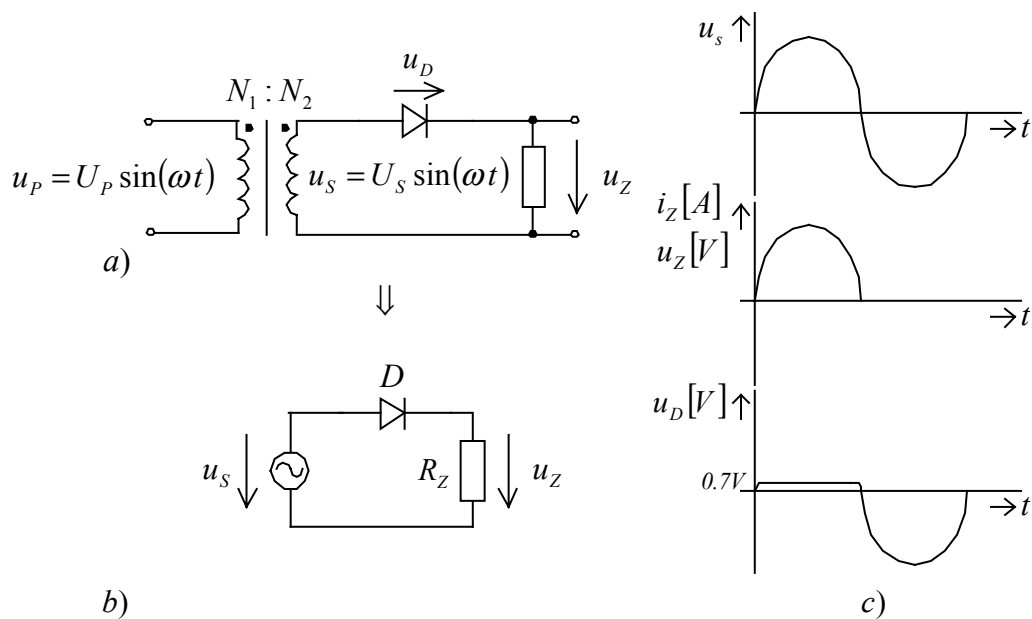
dnes používa hlavne na kvalitatívny rozbor činnosti najrôznejších nelineárnych obvodov s diódami, tranzistormi, tyristormi a podobne. Pokiaľ nemáme k dispozícii presnejší nelineárny model prvku pre počítačovú simuláciu môžeme uvedenú metódu použiť na približné grafické riešenie z experimentálne zistenými V-A charakteristikami. Ako uvidíme neskôr, metóda nie je obmedzená iba na jednosmerné napätie nezávisleho zdroja napätia U_Z , ale dá sa použiť pre ľubovoľný časový priebeh tohto napätia.



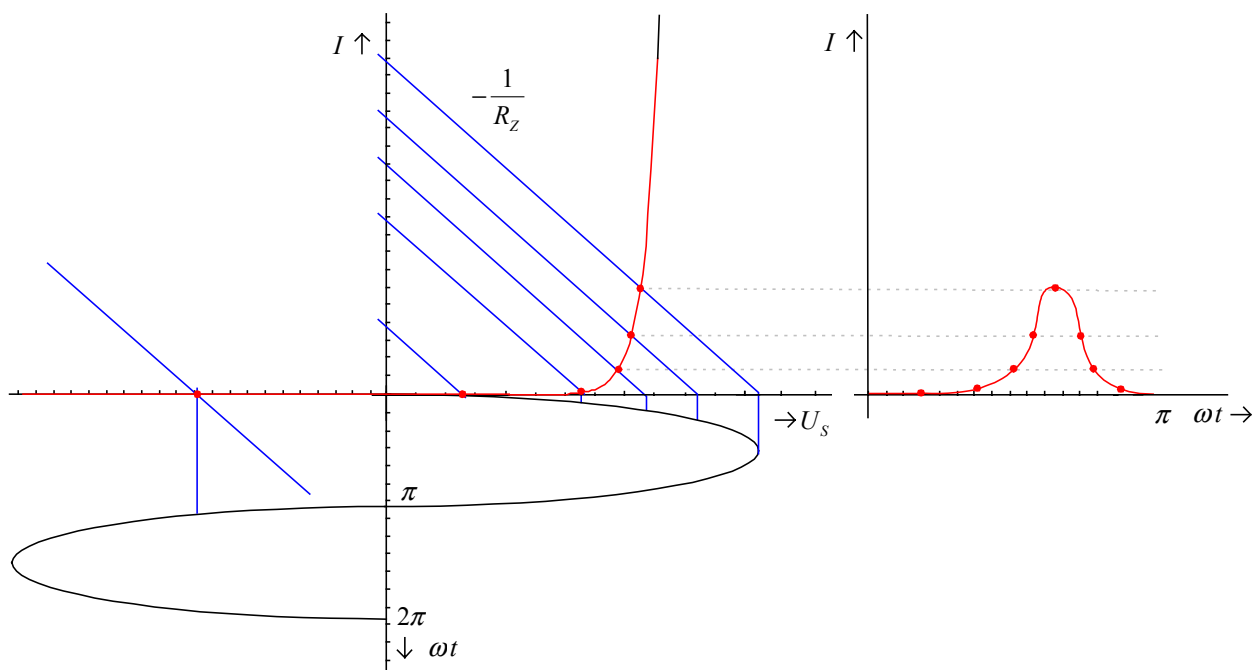
Obr.3.10 Určenie prúdu v nelineárnom obvode grafickým postupom - metódou zaťažovacej priamky.

3.4 Diódový usmerňovač a detektor.

Obvyklé využitie diód v elektronike je v rôznych typoch usmerňovačov pre napájacie zdroje elektronických obvodov a v detektoroch rôznych signálov (detektor je tiež usmerňovač, obvykle pre informačné alebo pomocné signály, často aj s malou amplitúdou, u ktorého sa nesledujú jeho výkonové charakteristiky - na strane druhej sa však často požaduje činnosť vo veľmi širokom frekvenčnom pásme frekvencií). Na nasledujúcom obrázku je zapojenie jednocestného diódového usmerňovača striedavého napätia s frekvenciou 50 Hz pre jednoduchý napájací zdroj.



Obr. 3.11 a) Jednocestný diódový usmerňovač s transformátorom, b) Schéma pre riešenie obvodu metódou zaťažovacej priamky, c) Priebehy elektrických veličín.

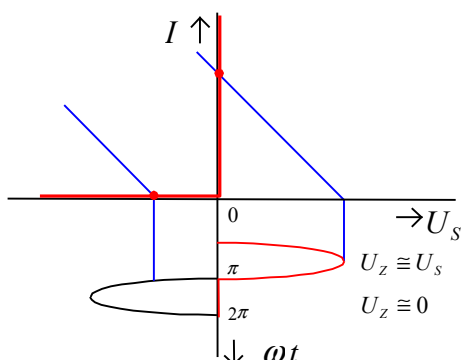


Obr. 3.12 grafické riešenie diódového usmerňovača (detektora) pre harmonické napätie (signál).

Napät'ové pomery na obrázku 3.12 sú typické skôr pre detektor s relatívne malým napätím (vzhľadom k "veľkosti" kolena V-A charakteristiky diódy v priepustnom smere). Dôsledkom malého napätia je silno tvarovo skreslený priebeh prúdu cez zaťažovací odpor - hovoríme, že detektor pracuje v nelineárnom režime.

Ak je amplitúda usmerňovaného napätia, alebo signálu omnoho väčšia ako otváracie napätie diódy (pre Si diódy je otváracie napätie cca 0,7V) môžeme použiť metodiku modelu ideálnej diódy, tak ako je to naznačené na obr. 3.13. Aplikáciou

ostatných dvoch obrázkov (3.12, 3.13) prídeme ľahko k záveru, že impulzy prúdu cez diódu majú rovnaký tvar ako impulzy usmerňovaného napätia (dôkaz nech si láskavo urobí čitateľ sám). Toto je typická situácia pre obvod podľa obr.3.11 s vyšším napätím, alebo v detektoroch, ktorým hovoríme často aj lineárne detektory s malým nelineárnym skreslením.

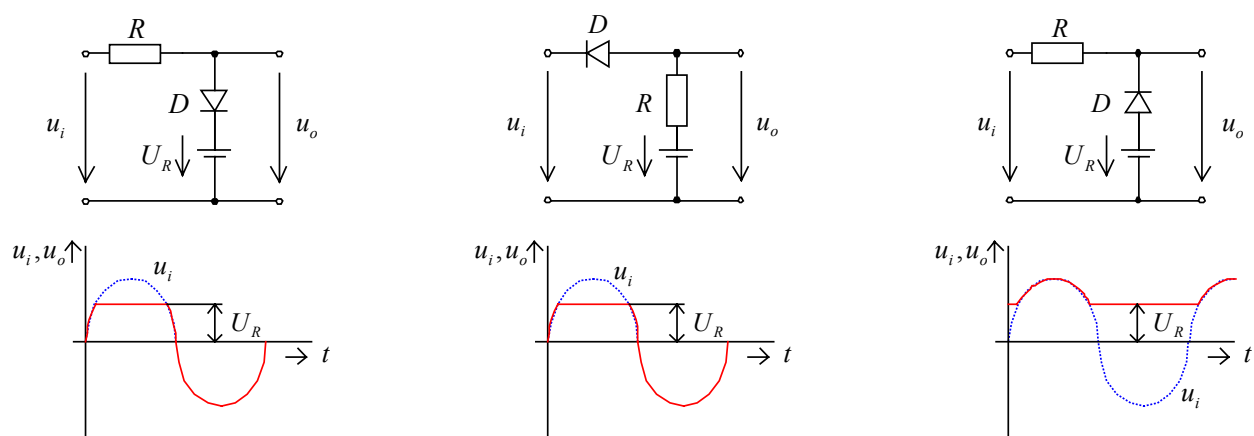


Obr.3.13 Použitie ideálnej diódy pre usmerňovač (detektor) s veľkou amplitúdou.

Takéto detektory sa používajú napríklad v rádiových prijímačoch pre demoduláciu amplitúdovo modulovaného signálu (AM). Situácia sa zásadne zmení, ak pripojíme k zaťažovaciemu rezistoru kondenzátor s veľkou kapacitou. Treba si však jasne uvedomiť, že každý usmerňovač, či detektor (lineárny alebo nelineárny) využíva pre svoju činnosť nelinearitu diódy.

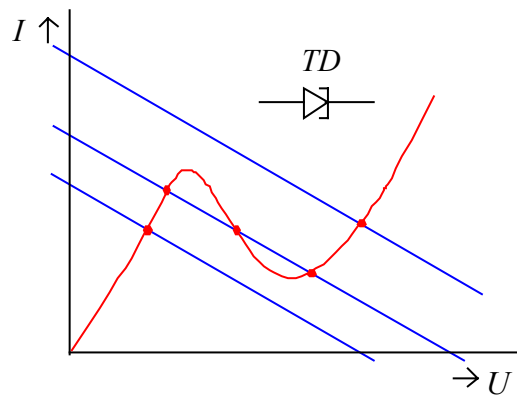
3.5 Diódové tvarovače signálov

Pracujú s „veľkým“ signálom (ideálna dióda) a obvykle neuvažujeme ich zotrvačnosť. Medzi základné tvarovače signálov patria tzv. obmedzovacie obvody s diódami. Slúžia na nelineárnu úpravu rôznych informačných aj pomocných signálov. Niektoré ukážky sú uvedené na obr. 3.14.



Obr.3.14 Niektoré ukážky tvarovačov veľkého signálu s diódami

Úloha na vlastné riešenie: Preskúmajte grafickou metódou zaťažovacej priamky aké typické situácie môžu nastať v obvode podľa obr. 3.15 ak použijeme ako nelineárny prvok špeciálne konštruovanú diódu (tunelová, alebo Esakiho dióda) s V-A charakteristikou, ktorá vykazuje v istej časti záporný diferenciálny odpor.

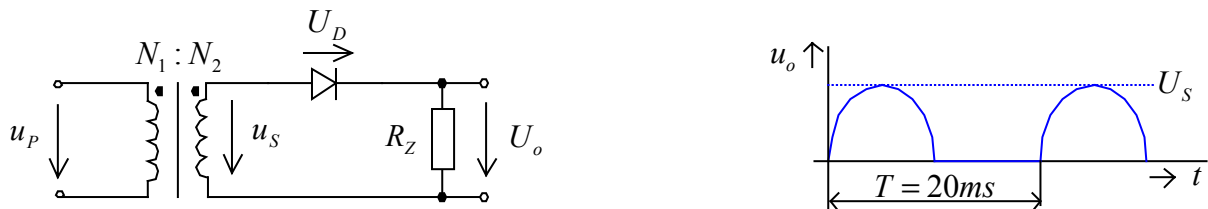


Obr. 3.15 Rezistor v sérii s tunelovou diódou ako špeciálny tvarovací obvod.

3.6 Dióda v usmerňovačoch napätia pre napájacie zdroje

Jednocestný (jednofázový) usmerňovač.

Základné zapojenie jednocestného usmerňovača pre napájací zdroj so sieťovým transformátorom je na nasl. obrázku.



Obr. 3.16 Jednocestný usmerňovač bez filtra.

Pre sekundárne napätie transformátora platí známy vzťah:

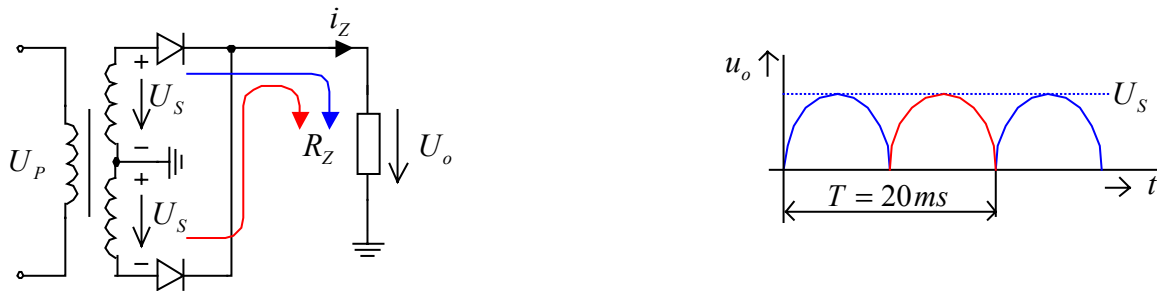
$$U_S = U_P \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

Ak zanedbáme otváracie napätie diódy a jej sériový odpor bude priebeh napätia na zaťažovacom odpore v kladných polvlnách sekundárneho napätia prakticky totožný s napätím u_S , tak ako je to vidno na obr. 3.16. Dôležitou otázkou v prípade usmerňovačov je dimenzovanie parametrov použitej diódy. V uvedenom obvode je to jednoduchá úloha. V priepustnom stave tečie diódou maximálny prúd s veľkosťou $I_{Dmax} = U_S/R_Z$. Tento prúd musí dióda vydržať v impulznom režime s určitou rezervou, ktorá je daná podľa skúsenosti a požadovanej spoľahlivosti v dlhodobej prevádzke.

Ďalším parametrom diódy, ktorý musíme kontrolovať je maximálne napätie na dióde v závernom smere - v tomto prípade je to evidentne hodnota U_S , ktorá predstavuje špičkovú hodnotu napätia. Otázkou tepelného dimenzovania diódy ponecháme zatiaľ stranou, ale v praxi musíme riešiť aj problém odvodu tepla z diódy, hlavne pri väčších prúdoch. Táto úloha nemusí byť jednoduchá. Ak sa jej riešenie zanedbá, môže zvýšená teplota PN priechodu podstatne znížiť životnosť použitej diódy. Elektronické obvody s nedostatočne riešeným odvodom tepla sa vyznačujú vo všeobecnosti zvýšenou intenzitou porúch v prevádzke.

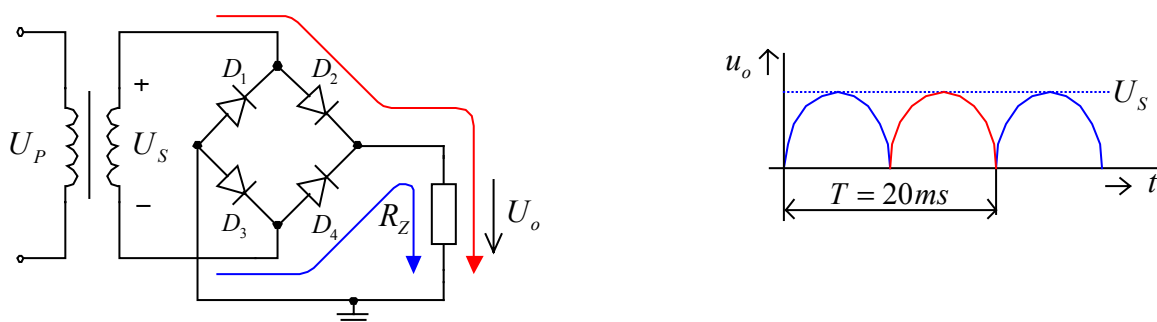
Dvojcestný usmerňovač s deleným sekundárnym vinutím transformátora.

Na zväčšenie strednej hodnoty usmerneného prúdu sa používa tzv. dvojcestné, alebo dvojfázové usmernenie podľa obr. 3.17.



Obr. 3.17 Dvojcestný usmerňovač s dvojitým, resp. deleným sekundárnym vinutím.

Ide vlastne o dva doplňujúce sa jednocestné usmerňovače, z ktorých každý pracuje len počas jednej polperiódy napätia. Ďalším ešte častejšie používaným zapojením dvojcestného usmerňovača je mostíkový (Graetzov) usmerňovač.



Obr. 3.18 Mostíkový (Graetzov) dvocestný usmerňovač.

Činnosť usmerňovača je založená na tom, že pre každú polperiódu napätia sú v sérii s odporom R_Z vždy dve diódy. Pre polaritu napätia U_S podľa obr. 3.18 sú vodivé diódy D_2, D_3 . Pri opačnej polarite napätia zas vedú prúd cez R_Z rovnakým smerom diódy D_4, D_1 .

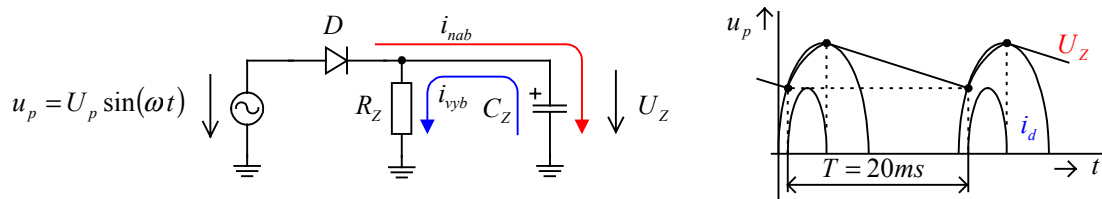
Výhody mostíkoveho usmerňovača oproti dvojdiodovému usmerňovaču:

- menší a jednoduchší transformátor (úspora medi na sekundárne vinutie)
- neprejaví sa nesymetria sek. vinutia
- polovičné napätie na diódach v závernom smere (menšie napäťové namáhanie)

Nevýhody :

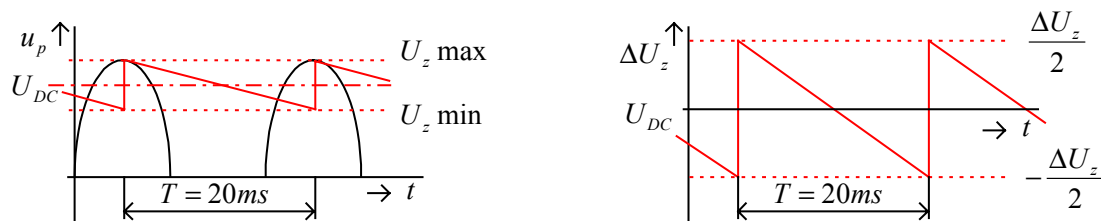
- väčší počet diód (dnes nepodstatné – diódový mostík sa vyrába ako jeden IO – čip)
- väčší úbytok napätia na diódach v priepustnom smere - väčšie oteplenie usmerňovacieho obvodu (sú zapojené vždy dve diódy v sérii).

Pulzujúce napätie na záťaži v jednocestnom, resp. dvojcestnom usmerňovači má neprijateľne veľkú striedavú zložku, preto sa prakticky v každom takomto usmerňovači pridáva dolnopriepustný filter na potlačenie všetkých nežiadúcich frekvenčných zložiek napätia. Tieto filtre môžu byť rôzne zložité, ale obvykle už stačí pripojenie tzv. filtračného kondenzátora C_Z paralelne k R_Z - základný kapacitný filter v usmerňovači. Jeho činnosť je jednoduchá a využíva sa tu schopnosť kondenzátora akumulovať náboj počas intervalu, kedy je dióda otvorená a odovzdávať ho do záťaže keď je usmerňovacia dióda nevodivá.



Obr. 3.19 Jednocestný usmerňovač s kapacitným filtrom, priebeh prúdu cez diódu a napätia na zdroji a záťaži.

Presné - exaktné riešenie časovej závislosti $u_z(t)$ si vyžaduje riešiť nelineárnu diferenciálnu rovnicu, čo nie je v analytickej forme vo všeobecnosti jednoduché. Preto sa na riešenie používa buď presná numerická simulácia (SPICE, MCIII atď), alebo zjednodušený postup pre určenie parametrov napätia $u_z(t)$. Urobené zjednodušenie je vidno z obr. 3.20.



Obr. 3.20 Zjednodušený priebeh napätia $u_z(t)$ v jednocestnom usmerňovači s kapacitným filtrom vhodný pre analytický výpočet.

Pri tomto zjednodušenom postupe sme zanedbali časový interval, kedy je dióda otvorená (vyhli sme sa riešeniu nelineárnej diferenciálnej rovnice pre časový interval nabíjania kondenzátora). V čase vybíjania (keď sú diódy nevodivé) platí pre vybíjanie kondenzátora cez rezistor R_Z známy exponenciálny vzťah.

$$u_{z\min} = u_{z\max} e^{-\frac{T}{\tau_z}} \quad (3.6)$$

kde $\tau_z = R_z C_z$ (3.7)

je časová konštanta vybíjacieho obvodu. Ak nebudeme uvažovať veľmi veľký rozdiel medzi $u_{z\min}$, $u_{z\max}$ môžeme použiť na približné vyjadrenie exponenciálnej funkcie len prvé dva členy mocninového radu (3.8).

$$\exp(-x) = 1 - x + \frac{x^2}{2} - \frac{x^3}{3} + \dots \quad (3.8)$$

Po tejto úprave dostaneme pre $u_{z\min}$ vzťah: $u_{z\min} = u_{z\max} \left(1 - \frac{T}{R_z C_z}\right)$ (3.9)

Toto je veľmi jednoduchý a užitočný vzťah, ktorý určuje súvislosť medzi špičkovou zložkou zvlnenia usmerneného napätia a časovou konštantou kapacitného filtra. Vyplýva z neho návod na návrh kapacity filtračného kondenzátora ak poznáme zaťažovací odpor zdroja (prúdový odber do záťaže R_Z) a zvolíme si hodnotu zvlnenia Δu_z (peak to peak ripple). Z rovnice (3.9) získame priamo uvedenú súvislosť.

$$\Delta u_z = u_{zmax} - u_{zmin} = U_{zmax} \frac{T}{R_z C_z} \quad (3.10)$$

Z tohto vzťahu môžeme pre zvolené hodnoty R_z a Δu_z vypočítať hodnotu filtračného kondenzátora C_z . Pre jednosmernú zložku U_{zjs} takto filtrovaného usmerného napätia platí vzťah:

$$U_{zjs} = u_{zmax} - \frac{\Delta u_z}{2} \quad (3.11)$$

V tejto súvislosti môžeme definovať činiteľ filtrácie ako pomer $r = \frac{\Delta U_{zef}}{U_{zjs}}$, kde

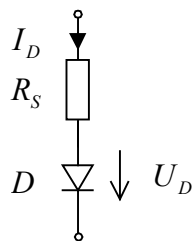
pre ΔU_{zef} platí podľa definície vzťah:
$$\Delta U_{zef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \Delta u_z^2(\tau) d\tau} \quad (3.12)$$

Použitím vzťahu pre časový priebeh zvlňenia podľa obr. 3.20 $\Delta u_z(t) = \frac{\Delta U_z}{2} \left(1 - \frac{2t}{T}\right)$

dostaneme po vykonaní naznačenej integrácie hodnotu: $\Delta U_{zet} = \frac{\Delta U_z}{2\sqrt{3}}$

3.7 Počítačový model diódy

Pre potreby počítačovej simulácie (Micro Cap, SPICE a pod.) boli v simulačných programoch implementované analytické modely diód, ktoré vychádzajú z už spomínaného exponenciálneho vyjadrenia V-A charakteristiky.



$$I_D = I_S \left(e^{\frac{U_D}{NU_T}} - 1 \right) \text{ - priepustný smer, } U_D > 0$$

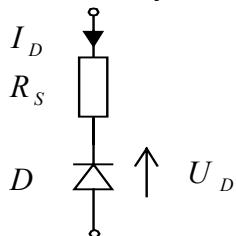
$$\text{kde } U_T = \frac{kT}{q} = 26 \text{ mV} / 300^\circ \text{ K} \text{ - teplotné napätie}$$

I_S - saturačný prúd (typ $10^{-13} - 10^{-14}$ A)

N - emisný koeficient (default = 1)

R_S - sériový ohmický odpor diódy

Pre záverný smer platí :



$$I_R = I_{BV} e^{-\frac{(U_D + B_V)}{U_T}}, \quad U_D < 0$$

kde $B_V > 0$ – napätie prierazu v závernom smere

I_{BV} - prúd v závernom smere pri napätí prierazu B_V

Kapacita v závernom smere - barierová kapacita :
$$C_D = \frac{C_{JO}}{\left(1 - \frac{U_D}{U_J}\right)^M}, \quad U_D < 0$$

Kapacita v priepustnom smere (difúzna):

$$C_D = \frac{C_{JO}}{(1-FC)^{(1+M)}} \left\{ 1 - FC(1+M) + M \frac{U_D}{U_J} \right\}$$

Kde U_J - potenciál PN priechodu

C_{JO} - kapacita PN priechodu pri nulovom napätí

M - koeficient strmosti priechodu

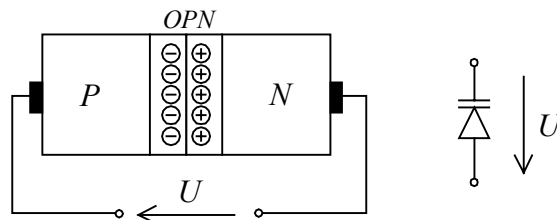
FC - koeficient pre priepustný smer [forward bias depletion coefficient]

Pre závislosť saturačného prúdu I_S od teploty a ďalších parametrov platí:

$$\frac{I_S(T)}{I_S} = \left(\frac{T}{T_{NOM}} \right)^{\frac{X_{TI}}{N}} e^{\frac{E_G}{NV_T} \frac{T-T_{NOM}}{T_{NOM}}}$$

3.8 Varikap a jeho aplikácie v elektronických obvodoch

Ak je PN priechod – dióda polarizovaný priloženým vonkajším napätím do nevodivého stavu, tečie ním iba veľmi malý saturačný prúd I_S . Tento prúd je pre napätia zhruba do 30 V prakticky konštantný – PN priechod je nevodivý – vypnutý. Toto platí pre statický stav. Ak sa však napätie v závernom smere mení rýchlo v čase, tečie cez PN priechod striedavá zložka prúdu. PN priechod sa správa ako kondenzátor s kapacitou závislou od polarizačného napätia. Táto kapacita sa nazýva bariérová kapacita a diódy, ktoré sú úmyselne konštruované tak, aby mali veľkú bariérovú kapacitu nazývame varikapmi (variable capacitor). Sú to veľmi užitočné prvky, ktoré sa používajú hlavne na preladovanie rezonančných obvodov vo filtroch, selektívnych zosilňovačoch a oscilátoroch.



Obr. 3.21 PN priechod polarizovaný záverne a schématická značka varikapu. OPN – oblasť priestorového nepohyblivého náboja

V teórii PN priechodu bol pre bariérovú kapacitu varikapu odvodený jednoduchý vzťah:

$$C_j(U) = \frac{C_{JO}}{\left(1 + \frac{U}{U_J} \right)^M} \quad U > 0 \quad (3.13)$$

U_J - difúzne napätie – napätie bariery v OPN

C_{JO} - diferenciálna kapacita varikapu pri nulovom napätí pripojenom na PN priechod

M - koeficient charakterizujúci strmosť zmeny potenciálu v OPN, je závislý od technologického postupu pri výrobe varikapu. (M sa pohybuje v rozsahu 1/3 až 2, väčšie hodnoty M predstavujú strmší priechod).

$C_j(U)$ - bariérová kapacita PN priechodu (Junction Capacity)

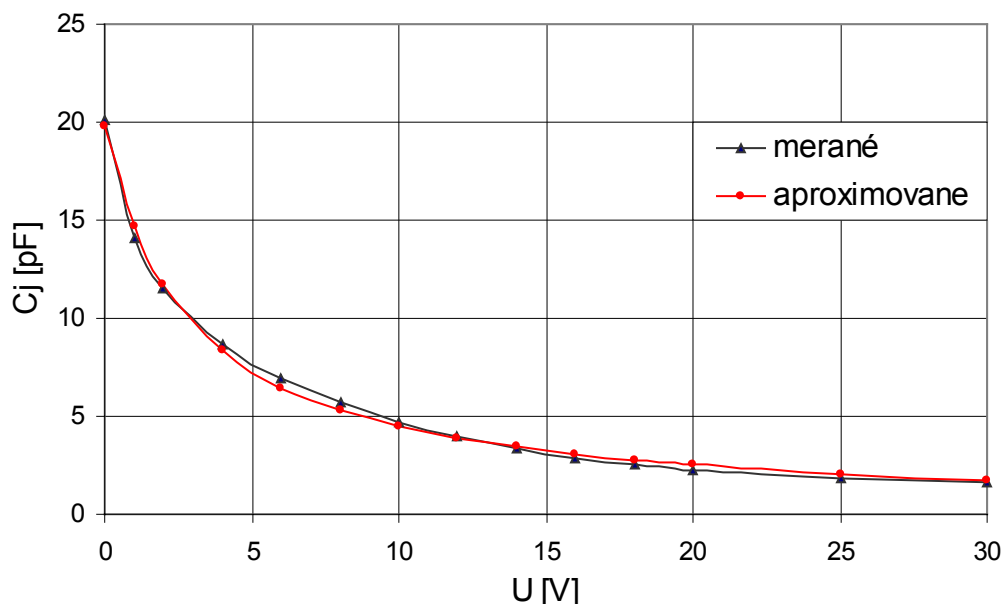
Na obrázku 3.22 je ukážka toho, ako môže vzťah 3.13 vystihnúť experimentálne zmerané hodnoty kapacity varikapu KB 105. Uvedená situácia platí pre nasledovné parametre aprox. vzťahu:

$$C_{j0} = 19.8 \text{ pF}$$

$$U_j = 2.846 \text{ V}$$

$$M = 0.986$$

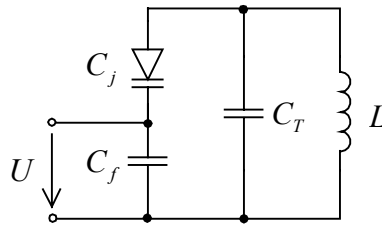
Diferenciálna kapacita varikapu KB105



Obr. 3.22 Meraná a aproximovaná závislosť kapacity varikapu KB105 od veľkosti záverného napätia. (merané hodnoty-označené krúžkom, hodnoty vypočítané z aproximačného vzťahu-označené trojuholníčkom)

Pre správnu činnosť varikapu je dôležité, aby striedavá zložka napätia U bola malá voči jednosmernej zložke. Ak toto nie je dodržané, potom je kapacita varikapu C_j závislá aj od striedavej zložky – signálu, a to je nežiadúce. Z charakteristiky varikapu vyplýva, že pre veľkú hodnotu U môže byť primerane väčšia aj hodnota striedavého napätia. Dôsledkom príliš veľkej striedavej zložky napätia na varikape je vznik vyšších harmonických zložiek striedavého prúdu cez varikap.

Varikapy sa najčastejšie používajú na preladovanie vysokofrekvenčných rezonančných obvodov pomocou ladiaceho napätia – tzv. elektronické ladenie používané napr. v rozhlasových a televíznych prijímačoch. Tu varikapy nahradili klasické mechanické ladiace kondenzátory s premennou kapacitou. Základné zapojenie rezonančného obvodu ladeného pomocou varikapu je na nasledujúcom obrázku.

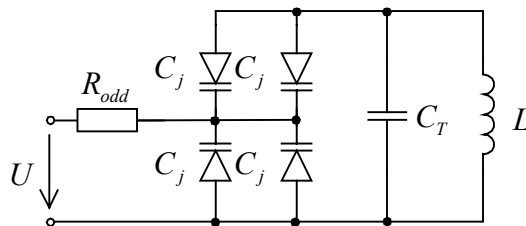


Obr. 3.23 Základné zapojenie varikapu v rezonančnom obvode pre preladovanie jeho rezonančnej frekvencie

Ak má kondenzátor C_f veľmi veľkú kapacitu (tj $C_f \gg C_j$), potom pre rezonančnú frekvenciu rez.obvodu platí vzťah:

$$f_r(U) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_T + C_j(U))}} \quad (3.14)$$

Ak vynesieme uvedenú závislosť rez. frekvencie od ladiaceho napätia U do grafu, získame tzv. ladiacu charakteristiku rezonančného obvodu preladovaného varikapom. Ak má signál väčšiu amplitúdu napätia na rezonančnom obvode je vhodné použiť tzv. protitaktne zapojené varikapy podľa nasledujúceho obrázku.



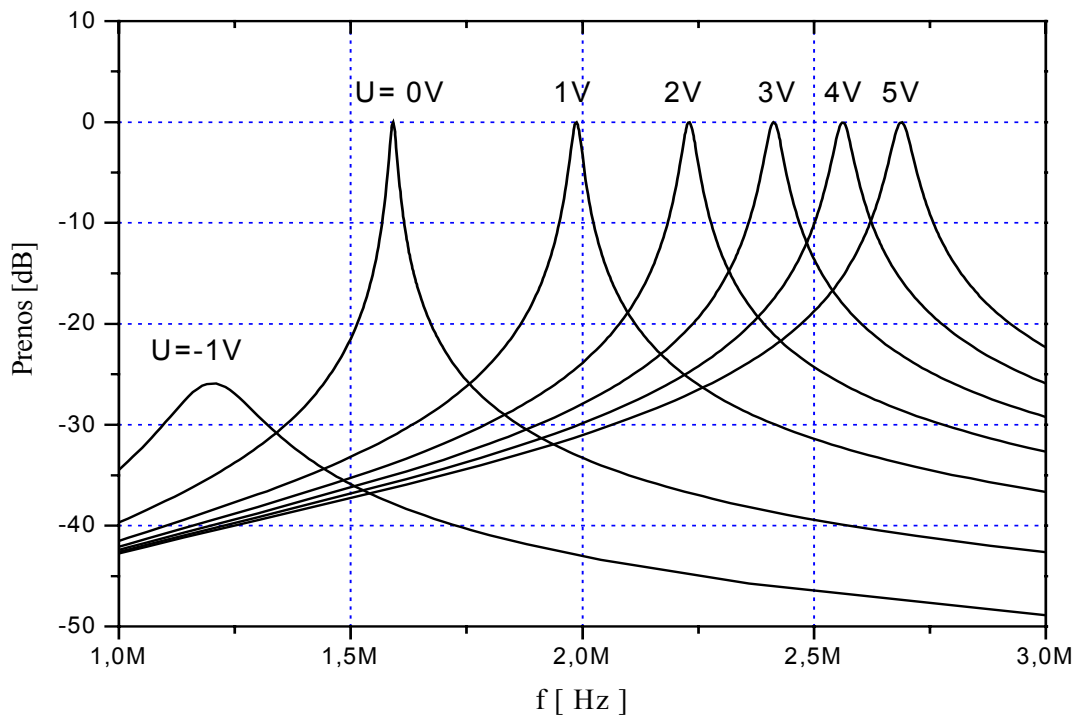
Obr. 3.24 Protitaktné (dvočinné) zapojenie varikapov v rezonančnom obvode vhodné pre väčšie striedavé napätie

Toto zapojenie sa správa ako lineárny obvod pre väčší rozsah amplitúd signálu. Dochádza tu k istej kompenzácii nelinearity jedného varikapu druhým. Uvedená výhoda je zapltená použitím viacerých varikapov. Ak chceme dosiahnuť rovnakú ladiacu charakteristiku ako v predošlom prípade musíme použiť namiesto jedného varikapu štyri (alebo použijeme dva protitaktne zapojené varikapy s dvojnásobnou kapacitou).

Keďže varikapy sú z hľadiska signálu na rezonančnom obvode zapojené do série, je v ich spoločnom bode polovičné striedavé napätie, a preto musíme tento bod oddeliť od zdroja ladiaceho napätia pomocou dostatočne veľkého oddeľovacieho rezistora R_{odd} , ktorý nespôsobí príliš veľký pokles kvality rezonančného obvodu.

Na obrázku 3.25 je ako príklad znázornená sieť rezonančných charakteristík obvodu podľa 3.23 vypočítaná na počítači pre nasledovné hodnoty parametrov obvodu:

Varikap – $C_{j0}=100pF$, $U_J=0.7V$, $M=0.5$, doladovací kondenzátor $C_T=0pF$, cievka $L=100\mu H$ s paralelným stratovým odporom $R_p=100k\Omega$, oddeľovací kondenzátor $C_f=10nF$, oddeľovací rezistor $R_{od}=100k\Omega$, ladiace napätie U sa mení v rozsahu $-1V$ až $5V$



Obr. 3.25 Ukážka počítačovej simulácie frekvenčných charakteristík paralelného rezonančného obvodu preladovaného varikapom podľa obr. 3.23

Z obrázku je vidieť, že charakteristika rezonančného obvodu pre ladiace napätie $-1V$ (varikap je už polarizovaný v priepustnom smere) má nápadne väčšiu šírku pásma (nižšiu kvalitu rezonančného obvodu) spôsobenú vodivosťou diódy v priepustnom smere. Z tohto dôvodu sa všeobecne odporúča používať varikap polarizovaný ladiacím napätím len v nepriepustnom smere.

Literatúra ku kapitole 3

- [1] Antognetti P., Massobrio G.: Semiconductor device modeling with SPICE
- [2] Vobecký J., Záhlava V. : Elektronika, součástky a obvody, principy a příklady. GRADA 2000