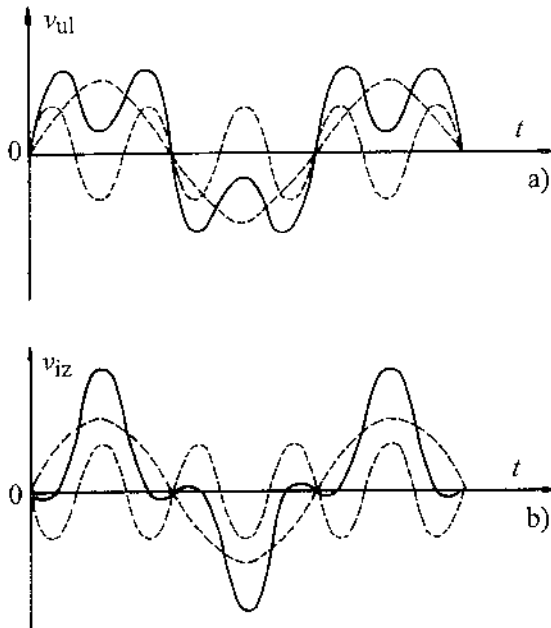


koja ne zavisi od frekvencije već ima konstantnu vrednost (najčešće 0° ili 180°).



Sl. 3.1.15 Ilustracija faznih izobličenja a) ulazni signal i b) izlazni signal

Zbog postojanja reaktansi u kolu pojačavača fazna karakteristika odstupa od idealne. Ova odstupanja se nazivaju faznim izobličenjima. Sl. 3.1.15 predstavlja ilustraciju faznih izobličenja. Sl. 3.1.15a predstavlja ulazni signal koji se sastoji od ulaznih komponentata različitih amplituda i frekvencija. Amplitudskih izobličenja nema ali je sinusoida čija je frekvencija veća zbog faznih izobličenja, pomerena fazno za π . Kao posledica toga izlazni signal je znatno izmenjen što je prikazano na Sl. 3.1.15b.

Treba napomenuti da se idealnom može smatrati i fazna karakteristika koja je linearna funkcija frekvencije

$$(3.1.48) \quad \varphi(\omega) = k\omega.$$

Da bi to pokazali razmotrimo pobudni signal oblika

$$(3.1.49a) \quad v(t) = V_1 \cos(\omega t) + V_2 \cos(2\omega t) + V_3 \cos(3\omega t) + \dots$$

Ako je fazna karakteristika pojačavača linearna funkcija frekvencije, a ne postoje amplitudska izobličenja, biće

$$(3.1.49b) \quad v_i(t) = A_0 \cdot [V_1 \cos(\omega t + k\omega) + V_2 \cos(2\omega t + 2k\omega) + \dots]$$

ili

$$(3.1.49c) \quad v_i(t) = A_0 \cdot [V_1 \cos\{\omega(t+k)\} + V_2 \cos\{2\omega(t+k)\} + \dots]$$

gde je A_0 nominalna vrednost modula pojačanja. Očigledno, ulazni i izlazni signal se ne razlikuju po obliku. Izlazni signal je samo pomeren u vremenu za $\Delta t = -k$. Dakle, ne postoje izobličenja signala što zna-

či da (3.1.48) definiše idealnu faznu karakteristiku.

Diferenciranjem (3.1.48) dobijamo da je grupno kašnjenje jednako konstanti: $-k$. Na osnovu toga prepoznamo da grupno kašnjenje iskazuje stvarno kašnjenje grupe signala, koja je opisana sa (3.1.49a).

3.1.6.1 Fazno kašnjenje

U vezi sa faznom karakteristikom, pored termina grupno kašnjenje u upotrebi je i termin fazno kašnjenje. Da bi ustanovili definiciju ovog poslednjeg kao i njegov značaj razvićemo faznu karakteristiku u Taylor-ov red u okolini izabrane frekvencije ω_0 i sačuvati samo član sa prvim izvodom:

$$(3.1.50a) \quad \varphi(\omega) = \varphi_0 + \left. \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \cdot \Delta \omega.$$

S druge strane, u opštem slučaju, sinusoidni signal može da se napiše u obliku

$$(3.1.50b) \quad \begin{aligned} v(t) &= V_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= V_m \sin[\omega_0(t + \varphi_0 / \omega_0)] = \\ &= V_m \sin[\omega_0(t + t_0)] \end{aligned}$$

Na osnovu ovoga definišemo fazno kašnjenje kao

$$(3.1.51a) \quad \tau_\varphi = -t_0 = -\varphi_0 / \omega_0.$$

Sada se smenom u (3.1.50a) dobija

$$(3.1.51b) \quad \varphi(\omega) \approx -\tau_\varphi \omega_0 - \tau_d \Delta \omega.$$

Ova veličina govori o tome za koliko će na vremenskoj osi biti pomerena sinusoida ako je njena početna faza φ_0 .

Za složenoperiodične signale kod kojih u spektru korisnog signala pored osnovne frekvencije imamo i frekvencije koje su njoj bliske, zaključujemo sledeće: fazno kašnjenje je mera kašnjenja osnovnog signala, a grupno kašnjenje je mera dodatnog (relativnog) kašnjenja susednih signala koji su pomereni za $\Delta \omega$.

Primer ovakvih signala je amplitudski modulirani signal dat sa

$$(3.1.50c) \quad v(t) = V_m [1 + m \cdot \cos(\Omega t)] \cdot \cos \omega_0 t,$$

gde je $m < 1$ i $\Omega \ll \omega_0$. Spektar ovog signala sadrži tri komponente $\omega_1 = \omega_0$, $\omega_2 = \omega_0 + \Omega$ i $\omega_3 = \omega_0 - \Omega$. Ako sada identifikujemo $\Omega = \Delta \omega$, zaključujemo da kada prolazi kroz pojačavač čija je faza data sa (3.1.50a), komponenta signala čija je frekvencija ω_0 , biće u kašnjenju za τ_φ , a ostale dve za $\tau_\varphi \pm \tau_d$.

3.1.7 Grafičko predstavljanje frekvencijskih karakteristika električnih kola

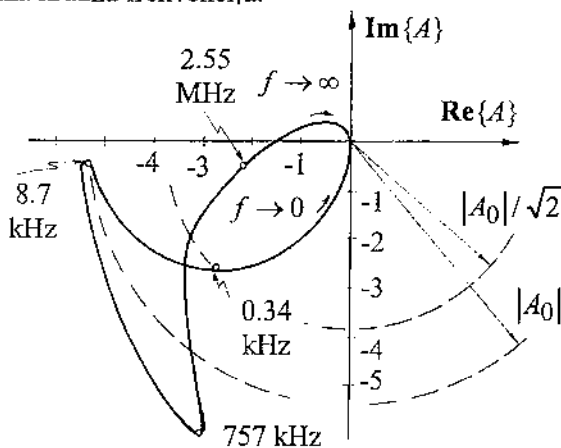
Pod frekvencijskom analizom električnih i elektronskih kola podrazumevamo određivanje zavisnosti modula i argumenta funkcije kola od frekvencije. Drugim rečima, pod frekvencijskom anali-

zom podrazumevamo određivanje amplitudске i fazne karakteristike kola.

Linearna električna kola se obično opisuju funkcijom kola koja predstavlja zavisnost količnika odziva i pobude kola od kompleksne frekvencije s . U opštem slučaju funkcija kola se može predstaviti u obliku racionalne funkcije po s kao što je dato sa (3.1.38) ili

$$(3.1.52) \quad T(s) = K \frac{a_0 + a_1 s + \dots + a_{n-1} s^{n-1} + s^n}{b_0 + b_1 s + \dots + b_{m-1} s^{m-1} + s^m}$$

Pri analizi električnih i elektronskih kola u frekvencijskom domenu od interesa je izračunavanje vrednosti funkcije kola na imaginarnoj osi ravni kompleksne frekvencije (za $s=j\omega$). Pri tome je ω realna kružna frekvencija.



Sl. 3.1.16 Prenosna funkcija u obliku polarnog dijagrama

Od posebnog je interesa da kada posedujemo funkciju elektronskog kola ili sistema tu funkciju prikazemo grafički. Problemi koji se tu pojavljuju odnose se, najpre, na činjenicu da se radi o kompleksnoj funkciji. Potreban je trodimenzionalni crtež radi sagledavanja celokupnog ponašanja kola. Da bi se to izbeglo, obično se generiše polarni dijagram u kome se na apscisu nanosi realni, a na ordinatu imaginarni deo vrednosti funkcije kola za datu kružnu frekvenciju. Saglasno tome, amplitudska karakteristika je izražena kao zavisnost dužine potega od koordinatnog početka do dobijene tačke, a fazna karakteristika je predstavljena uglom koji poteg zaklapa sa apscisnom osom.

U tom slučaju gubi se vrednost frekvencije kao kontinualna informacija, ali se ona može naznačiti na dijagramu u pojedinim tačkama. Jedan ovakav dijagram prikazan je na Sl. 3.1.16. ω se menja od 0 do ∞ . Poluprečnik može biti normalizovan (A/A_0) ili izražen u dB. Presek polarnog dijagrama sa krugom poluprečnika $|A_0|/\sqrt{2}$ određuje propusni opseg pojačavača. Ovakvi dijagrami nalaze primenu u ispitivanju tzv. stabilnosti sistema odnosno pojačavača.

Alternativno, pri posebnom grafičkom prikazivanju amplitudске i fazne karakteristike koje se dobijaju izračunavanjem modula i argumenta $T(s)$ za $s=j\omega$, obično se zahteva širok frekvencijski opseg. Ako bi se pri tome koristila linearna razmera za frekvencijsku osu područje niskih frekvencija bi bilo prikazano vrlo malim segmentom i grafik bi bio nepregledan. Ovde ne treba zaboraviti da znatne promene amplitudске karakteristike nastaju na krajevima propusnog opsega pojačavača. Stoga za prikazivanje frekvencije se koristi logaritamska razmera. To znači da se na apscisnu osu umesto $x=\omega$, nanosi $x=\log(\omega/\omega_0)$ pri čemu ω_0 je pogodna konstanta, a najčešće se bira $\omega_0=1 \text{ s}^{-1}$. Na ovaj način je omogućeno da rastojanje između dveju frekvencija čiji je odnos, recimo, k , bude na dijagramu uvek isto, nezavisno od vrednosti tih frekvencija.

-1	0	1	2	3	$\log(\omega/\omega_0)$
$\omega_0/10$	$\omega_0/1$	$10\omega_0$	$10^2\omega_0$	$10^3\omega_0$	$=\omega$
0.1	1	10	10^2	10^3	$=\omega/\omega_0$

Sl. 3.1.17 Frekvencijska osa u logaritamskoj razmeri

Primeru radi, frekvencijski opseg između frekvencija $f_1=10 \text{ Hz}$ i $f_2=20 \text{ Hz}$ što predstavlja jednu oktavu, biće prikazan jednako dugim segmentom kao i frekvencijski opseg između frekvencija $f_3=1 \text{ MHz}$ i $f_4=2 \text{ MHz}$, što je takođe jedna oktava.

Na Sl. 3.1.17 prikazana je frekvencijska osa sa logaritamskom razmerom pri čemu je izabrano $\omega_0=10 \text{ s}^{-1}$. Brojevi koji su naznačeni iznad ose obično se izostavljaju.

Vrednost modula funkcije kola može takođe znatno da varira u frekvencijskom opsegu koji je od interesa, čak i za više redova veličine. Da bi se omogućilo da podjednako pregledno budu prikazana područja kada je moduo veliki i područja kada je moduo mali, obično se koristi logaritamska razmera kao što je dato sa (3.1.11) ili

$$(3.1.53) \quad a(\text{dB}) = 20 \cdot \log \left| \frac{T(s)}{T_0} \right|_{s=j\omega}$$

pri čemu se kaže da "veličina a predstavlja moduo funkcije kola izražen u decibelima". T_0 je pogodna konstanta.

Ukoliko se za prikazivanje modula koristi linearna razmera, a za prikazivanje frekvencije logaritamske razmera, dijagram se naziva "polulogaritamski". Ako se koristi logaritamska razmera za prikazivanje obeju veličina dijagram se naziva dvostruki logaritamski ili log-log dijagram.

Imajući u vidu da se amplitudska karakteristika najčešće prikazuje u log-log razmeri pogodnije je da

funkcija kola bude prikazana u faktorizovanom obliku kao što je dato sa (3.1.37b) ili

$$(3.1.54) \quad T(s) = A \frac{\prod_{i=1}^n (s/z_i + 1)}{\prod_{i=1}^m (s/p_i + 1)},$$

gde su veličine $-z_i$ nule, a veličine $-p_i$ polovi funkcije kola.

Jasnoće radi razmotrimo funkciju koja ima jednu nulu u nuli ($z_1=0$), jednu nulu na realnoj osi ($-z_2=-1/a$) i par konjugovanih polova

$$-p_{1,2} = \left(-b \pm \sqrt{b^2 - 4c} \right) / 2c \text{ ili}$$

$$(3.1.55) \quad T(s) = As \frac{as + 1}{cs^2 + bs + 1},$$

gde su a, b, c i A poznate konstante. Na osnovu (3.1.53) prethodni izraz može da se napiše kao

$$(3.1.56) \quad \begin{aligned} 20 \cdot \log |T(s)|_{s=j\omega} &= 20 \cdot \log |A| + \\ &+ 20 \cdot \log |j\omega| + \\ &+ 20 \cdot \log |ja\omega + 1| - \\ &- 20 \cdot \log |c\omega^2 + jb\omega + 1|. \end{aligned}$$

Kada bi se uopštena funkcija (3.1.54) prikazala na sličan način dobila bi se suma čiji članovi odgovaraju jednom od ova četiri tipa stim što članovi koji pripadaju brojiocu nose pozitivan znak, a oni koji pripadaju imeniocu - negativan.

Razmotrimo sada doprinos svakog od ova četiri člana amplitudskoj karakteristici.

I - član $20 \cdot \log |A|$ je konstanta i može lako biti redukovan na nulu pogodnim izborom $|T_0| = |A|$.

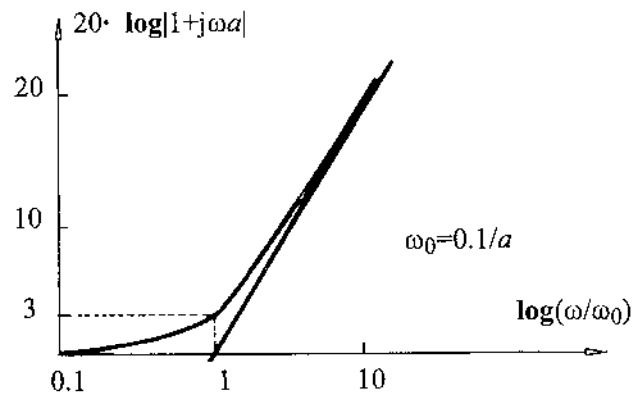
II - član $20 \cdot \log |j\omega|$, ako se izabere $\omega_0 = 1 \text{ s}^{-1}$, na dijagramu sa log-log razmerom predstavlja pravu liniju koja preseca apscisnu osu za $\omega = 1 \text{ s}^{-1}$. Za proizvoljnu vrednost ω_0 , ova prava prolazi kroz nulu kada je $\omega = \omega_0$. Do nagiba ove linije možemo doći na osnovu sledećih rasuđivanja. Za $\omega = \omega_1$ imamo $a_1 = 20 \cdot \log |\omega_1|$, a za $\omega = \omega_2 = 2\omega_1$ dobija se $a_2 = 20 \cdot \log |2\omega_1| = 6 + a_1$. Prema tome, kada se frekvencija udvostruči (kada je odnos frekvencija jedna oktava), pojačanje poraste za šest decibela. Nagib prave je **6 decibela po oktavi** ili skraćeno **6 dB/oct**.

III - član $20 \cdot \log |ja\omega + 1|$ prikazuje se aproksimativno pri niskim i pri visokim frekvencijama posebno. Za $\omega \ll 1/a$ (niske frekvencije) imamo

$$(3.1.57) \quad \begin{aligned} 20 \cdot \log |1 + ja\omega| &= 20 \cdot \log (1 + a^2 \omega^2)^{1/2} \approx \\ &\approx 20 \cdot \log 1 = 0, \end{aligned}$$

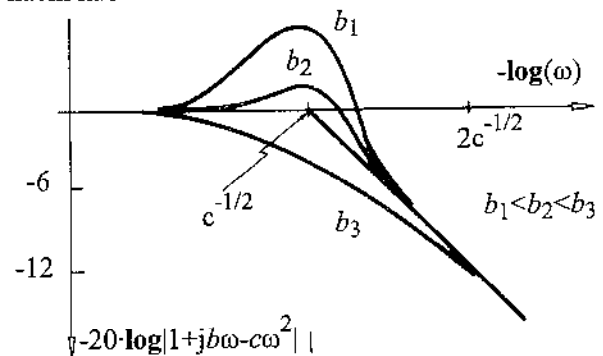
a za $\omega \gg 1/a$ (visoke frekvencije)

$$(3.1.58) \quad \begin{aligned} 20 \cdot \log |1 + ja\omega| &= 20 \cdot \log (1 + a^2 \omega^2)^{1/2} \approx \\ &\approx 20 \cdot \log (a\omega). \end{aligned}$$



Sl. 3.1.18 Asimptotska aproksimacija doprinosa funkciji kola nule na realnoj osi

Treba imati na umu da za $\omega \rightarrow 0$, $\log(\omega/\omega_0) \rightarrow -\infty$, što znači da izraz (3.1.57) opisuje asimptotsko ponašanje funkcije kada nezavisna promenljiva (u log-log razmeri) teži $-\infty$. Sa druge strane (3.1.58) predstavlja asimptotsko ponašanje kada nezavisna promenljiva teži $+\infty$. Asimptota za $-\infty$ je apscisna osa, a za $+\infty$ je prava sa pozitivnim nagibom, ako se radi o nuli funkcije kola, i sa negativnim, ako se radi o poļu. Ova prava seče apscisnu osu na frekvenciji $\omega = 1/a$, a nagib ove asimptote određujemo na sličan način kao i kod nule u nuli.



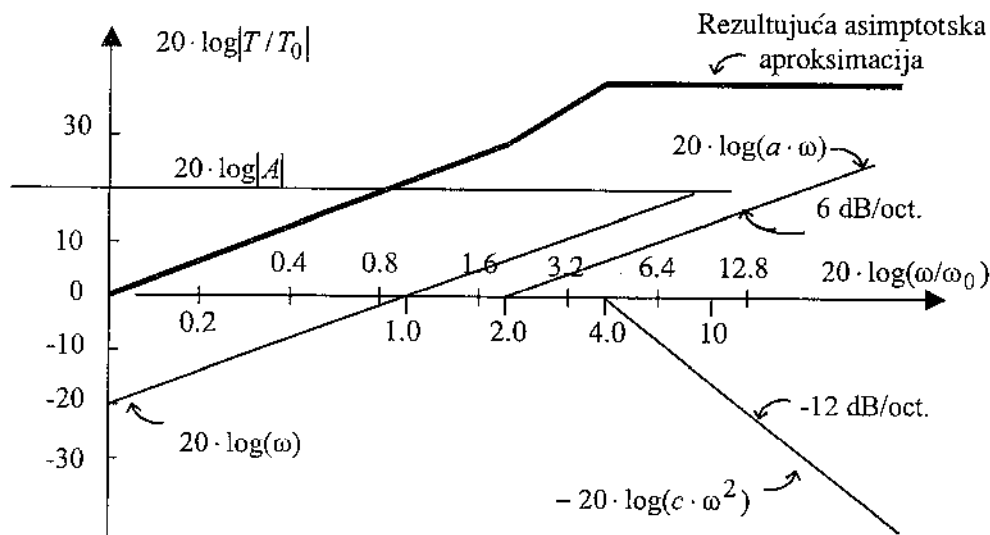
Sl. 3.1.19 Asimptotska aproksimacija doprinosa para polova na funkciju kola

Neka je dato $\omega_1 \gg 1/a$ i $\omega_2 = 2\omega_1$. Smenom u (3.1.58) dobijamo

$$(3.1.59a) \quad a_1 = 20 \cdot \log |1 + j\omega_1 a| \approx 20 \cdot \log (a\omega_1),$$

$$(3.1.59b) \quad \begin{aligned} a_2 &= 20 \cdot \log |1 + j\omega_2 a| \approx \\ &\approx 20 \cdot \log (a\omega_2) \approx 20 \cdot \log (2a\omega_1) = \\ &= a_1 + 20 \cdot \log (2) \approx a_1 + 6, \end{aligned}$$

što znači da pri udvostručavanju frekvencije moduo funkcije kola poraste za 6 dB. Traženi nagib asimptote iznosi 6 dB/oct. Da smo izabrali $\omega_2 = 10\omega_1$ (dakle odnos frekvencija odgovara jednoj dekadi) dobili bi da je nagib 20 dB/dec. što je, naravno, isto



Sl. 3.1.20 Primer konstruisanja asimptotske aproksimacije funkcije kola

što i 6 dB/oct. Asimptote se seku na frekvenciji $\omega=1/a$. Na Sl. 3.1.18 prikazane su obe asimptote zajedno sa tačnom vrednošću funkcije $20 \cdot \log|1 + j\omega|$.

Izlomljena linija koju čine asimptote naziva se *asimptotskom aproksimacijom* amplitudske karakteristike ili *Bode-ov dijagram*.

Vidi se da najveće odstupanje između tačne vrednosti funkcije i Bodeovog dijagrama nastaje na frekvenciji $\omega=1/a$ i iznosi 3dB. Jednostavnosti radi na Sl. 3.1.18 uzeto je $\omega_0=0.1/a$.

Kada bi se umesto nule na realnoj osi razmatrao pol na realnoj osi nastao bi isti dijagram kao na Sl. 3.1.18 s tim što bi znak na ordinatnoj osi bio negativan.

IV - Član: $-20 \cdot \log|-c\omega^2 + jb\omega + 1|$ ima niskofrekventnu asimptotu koja se poklapa sa apscisnom osom. Visokofrekventnu asimptotu dobijamo na sledeći način:

$$(3.1.60) \quad \begin{aligned} -20 \cdot \log|-c\omega^2 + jb\omega + 1| &\approx \\ &\approx -20 \cdot \log(c\omega^2) = -40 \cdot \log(c\omega). \end{aligned}$$

Iz ovog izraza se vidi da je nagib visokofrekventne asimptote -12 dB/oct. ili -40 dB/dec. Tačka preseka dveju asimptota dobija se iz uslova

$$(3.1.61) \quad -20 \cdot \log(c\omega^2) = 0$$

što daje

$$(3.1.62) \quad \omega = 1/\sqrt{c}.$$

Vrednost odstupanja asimptotske aproksimacije od tačne vrednosti funkcije na frekvenciji $\omega = 1/\sqrt{c}$ zavisi od veličine $b/(2c)$ (realni deo pola ili nule). Ukoliko je realni deo pola manji (pol bliži imaginarnoj osi) odstupanje je veće. Tačna vrednost funkcije

u ovoj tački je

$$(3.1.63) \quad \begin{aligned} -20 \cdot \log|-c\omega^2 + jb\omega + 1|_{\omega^2=1/c} &= \\ &= -20 \cdot \log(b/\sqrt{c}). \end{aligned}$$

Na Sl. 3.1.19 prikazana je asimptotska aproksimacija i tačna vrednost funkcije za različite vrednosti b . Treba napomenuti da Bodeov dijagram ne zavisi od veličine b , a tačna vrednost funkcije ipak zavisi. Na osnovu ovoga može se zaključiti da je asimptotska aproksimacija bolja kada funkcija sadrži samo realne polove i nule.

Sabiranjem doprinosa konstante i svake nule i pola asimptotskoj aproksimaciji amplitudske karakteristike, dobiće se kompletan Bode-ov dijagram.

Primer 3.13

Za funkciju (3.1.55) date su sledeće brojne vrednosti konstanta: $A=10$, $a=0.5 \text{ s}^{-1}$, $b=a$ i $c=0.0625 \text{ s}^{-2}$. Skicirati asimptotsku aproksimaciju njene amplitudske karakteristike.

Rešenje:

Ako izaberemo $T_0=1$ i $\omega_0=1 \text{ s}^{-1}$ asimptotska aproksimacija postaje kao na Sl. 3.1.20.

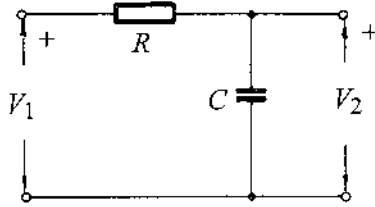
Kao opšta osobina ukupnog Bode-ovog dijagrama može se reći da ako su vrednosti polova i nula funkcije kola bliske, pri prikazivanju Bode-ovog dijagrama za celu funkciju, doći će do preklapanja opsega gde je odstupanje veliko tako da će asimptotska aproksimacija biti neadekvatna čak i kod kola sa realnim kritičnim frekvencijama (nulama ili polovima).

3.1.8 Kratak pregled osobina nekih jednostavnih električnih kola

U oblikovanju frekvencijskih karakteristika elek-

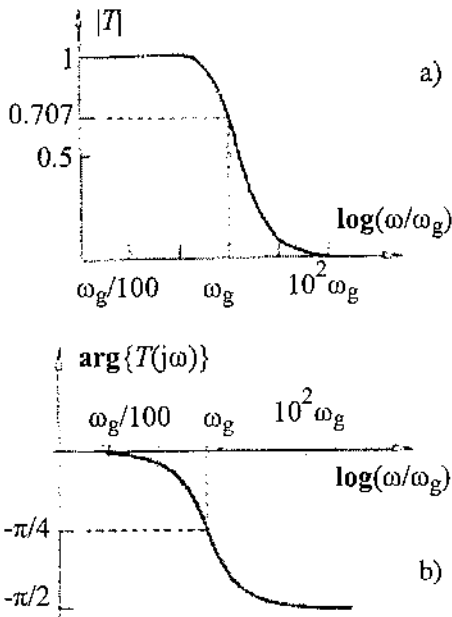
tronskih kola i sistema učestvuju i tzv. pasivna električna kola. Zadatak ovog odeljka jeste da sagleda njihove frekvencijske karakteristike i da omogući razumevanje njihove primene u složenim sistemima.

3.1.8.1 RC kolo - propusnik niskih frekvencija



Slika 3.1.21 RC kolo-propusnik niskih frekvencija

Najprostiji oblik ovog kola prikazan je na Sl. 3.1.21. Njegova osnovna osobina sastoji se u tome što se, za signale čija je frekvencija niska, kondenzator ponaša kao velika impedansa pa je $V_2 \approx V_1$. Na visokim frekvencijama impedansa kondenzatora je mala pa je $V_2 \approx 0$. Kaže se da kolo propušta signale niske frekvencije, a oslabljuje signale visoke frekvencije. Ovo kolo se još naziva kolom za integraljenje pošto je napon na kondenzatoru srazmeran integralu struje otpornika. Analizom ovog kola dobija se

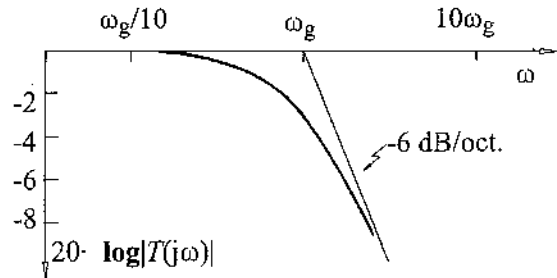


Sl. 3.1.22 Amplitudska (a) i fazna (b) karakteristika kola sa Sl. 3.1.21

$$(3.1.64) \quad T = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} = \frac{1}{1 + s/\omega_g} \Big|_{s=j\omega}$$

gde je uvedeno

$$(3.1.65) \quad \omega_g = 1/\tau = 1/(RC).$$

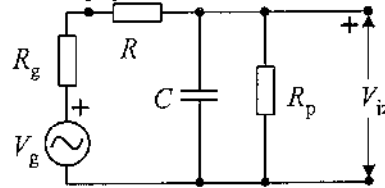


Sl. 3.1.23 Amplitudska karakteristika: asimptotska aproksimacija

Zavisnost (3.1.64) je grafički prikazana na Sl. 3.1.22. Sl. 3.1.22a predstavlja amplitudsku karakteristiku u polulogaritamskoj razmeri. Ista razmera je upotrebljena na Sl. 3.1.22b gde je prikazana fazna karakteristika. Najzad, na Sl. 3.1.23 prikazana je amplitudska karakteristika u log-log razmeri zajedno sa asimptotskom aproksimacijom.

Primer 3.14

Za filter propusnik niskih frekvencija prvog reda koji je prikazan na Sl. P.3.13 odrediti funkciju pojačanja i graničnu frekvenciju, a zatim diskutovati uticaj otpornosti generatora i potrošača na graničnu frekvenciju. Ako je $R_p = R_g = 1 \text{ k}\Omega$, odrediti R i C tako da nominalno pojačanje iznosi $T_0 = 1/3$, a granična frekvencija $f_v = 10 \text{ kHz}$.



Slika P.3.14 RC kolo-propusnik niskih frekvencija u realnoj električnoj okolini

Rešenje:

Analizom ovog kola lako se dobija

$$T(s) = T_0 \cdot \frac{1}{1 + s/\omega_0}, \text{ gde je}$$

$$T_0 = R_p / (R_p + R_g + R) \text{ i}$$

$\omega_0 = 1/\tau = (R_p + R_g + R) / [CR_p(R_g + R)]$. Za graničnu frekvenciju imamo: $\omega_v = \omega_0$.

Analizom dobijenih rezultata možemo izvesti više zaključaka. Najpre, vrednost nominalnog pojačanja (T_0) je postala zavisna od svih otpornosti u kolu i manja je od jedinice. Mala vrednost otpornosti potrošača u odnosu na R direktno vodi ka maloj vrednosti nominalnog pojačanja. Najveća moguća vrednost nominalnog pojačanja jednaka je jedinici što odgovara neopterećenom filteru ($R_g = 0$ i $R_p = \infty$). Kada je filter opterećen najveća vrednost pojačanja određena je spoljnim kolom: $T_{0 \text{ max}} = T_0|_{R=0} = R_p / (R_p + R_g)$. Pored toga, i granična frek-

vencija je postala zavisna od vrednosti otpornosti potrošača i otpornosti generatora. Formalno, ona se i dalje izračunava kao recipročna vrednost vremenske konstante kondenzatora C , ali je sada kontrolisana elementima kola koji nisu unutar filtra. Sve su ove osobine svojstva pasivnih filtera uopšte. Naime i nominalno pojačanje i granična frekvencija pasivnih filtera, koliko god oni kompleksni bili, zavisice od otpornosti potrošača i generatora.

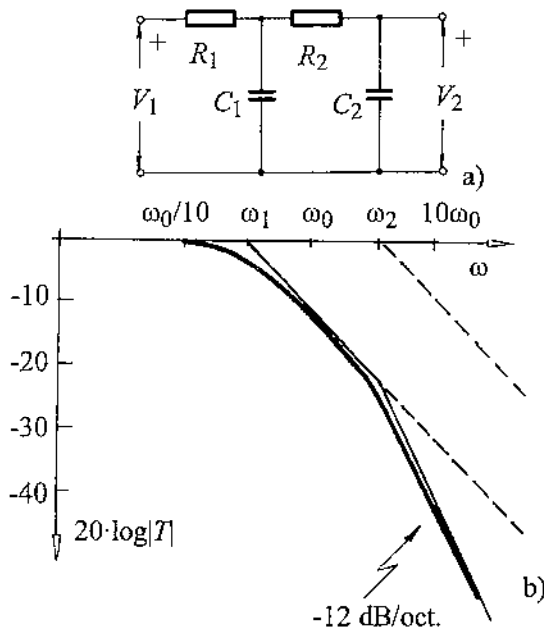
Iz izraza za T_0 dobija se da je potrebna vrednost $R=1 \text{ k}\Omega$, a iz izraza za graničnu frekvenciju da je $C=(R_p + R_g + R)/[2\pi f_0 R_p (R_g + R)] \approx 24 \text{ nF}$. \checkmark

Razmotrimo sada RC kolo propusnik niskih frekvencija (niskofrekventni RC filter) koji je sastavljen od dve RC sekcije kao na Sl. 3.1.24a. Naponska prenosna funkcija ovog kola data je sa

$$(3.1.66) \quad T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + s(\tau_1 + k\tau_2) + s^2\tau_1\tau_2} = \frac{1}{(s/\omega_1 + 1)(s/\omega_2 + 1)}$$

gde je $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$, $k = 1 + R_1/R_2$ i

$$(3.1.67a) \quad \omega_{1,2} = \frac{\tau_1 + k\tau_2}{2\tau_1\tau_2} \left[1 \mp \sqrt{1 - \frac{4\tau_1\tau_2}{(\tau_1 + \tau_2 k)^2}} \right]$$



Sl. 3.1.24 RC kolo sa dve niskopropusne ćelije a) kolo i b) amplitudska karakteristika

Asimptotska aproksimacija i tačna vrednost modula funkcije kola (3.1.66) prikazane su na Sl. 3.1.24b. Pri tome je uzeto $R_1=R_2$ i $C_1=10C_2$. Normalizaciona frekvencija na crtežu je $\omega_0 = 1/\sqrt{\tau_1\tau_2}$. Može se uočiti da je ukupni asimptotski nagib -12 dB/okt. Rezultantna asimptotska karakteristika je

dobijena kao zbir pojedinih. Granična frekvencija dobija se kao:

$$(3.1.67b) \quad \omega_v = \sqrt{\frac{\omega_1^2 + \omega_2^2}{2}} \left[\sqrt{1 + \frac{4\omega_1^2\omega_2^2}{(\omega_1^2 + \omega_2^2)^2}} - 1 \right]$$

U specijalnom slučaju kada važi $R_1=R_2$ i $C_1=C_2$, a time i $\tau = R_1 C_1 = R_2 C_2$, dobija se

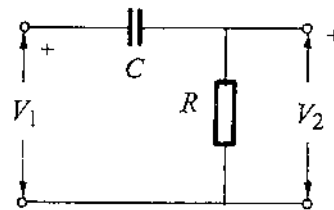
$$(3.1.67c) \quad \omega_{1,2} = [3 \mp \sqrt{5}]/(2\tau)$$

i

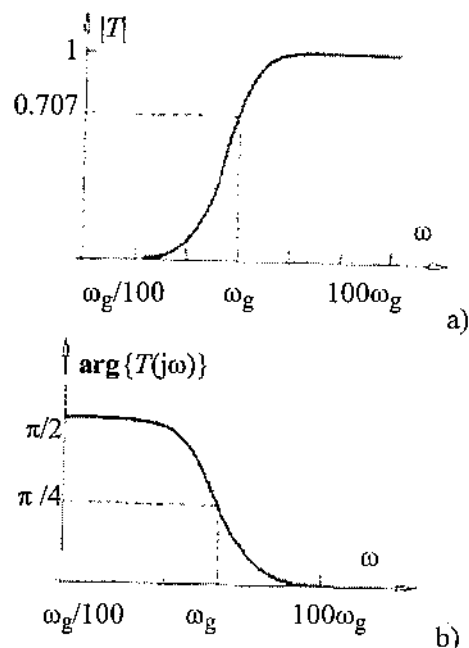
$$(3.1.67d) \quad \omega_v = \frac{1}{\tau} \sqrt{[\sqrt{1 + 49/4} - 7/2]} = 0.374/\tau = 0.374/(RC).$$

3.3.8.2 RC kolo propusnik visokih frekvencija

Najjednostavniji oblik RC kola propusnika visokih frekvencija prikazan je na Sl. 3.1.25. Ovo kolo ima osobinu da ne propušta signale čija je frekvencija niska, a propušta one čija je frekvencija visoka. Kolo se naziva još i košom za diferenciranje zato što je napon na otporniku srazmeran izvodu struje kondenzatora.



Sl. 3.1.25 RC kolo - propusnik visokih frekvencija



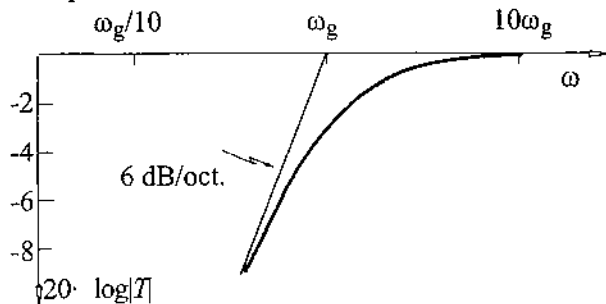
Sl. 3.1.26 a) Amplitudska i b) fazna karakteristika propusnika visokih frekvencija

Analizom ovog kola u frekvencijskom domenu

dobija se sledeća funkcija kola

$$(3.1.68) \quad T = \frac{V_2}{V_1} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + \omega_g/s} \Big|_{s=j\omega}$$

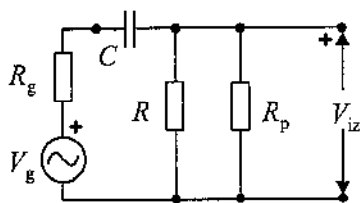
gde je uzeto $\omega_g = 1/\tau = 1/RC$. Na Sl. 3.1.26 su prikazane amplitudska i fazna karakteristika u polu-logaritamskoj razmeri, a na Sl. 3.1.27 prikazana je amplitudska karakteristika u log-log razmeri zajedno sa asimptotskom aproksimacijom.



Sl. 3.1.27 Amplitudska karakteristika i asimptotska aproksimacija propusnika visokih rekvencija

Primer 3.15

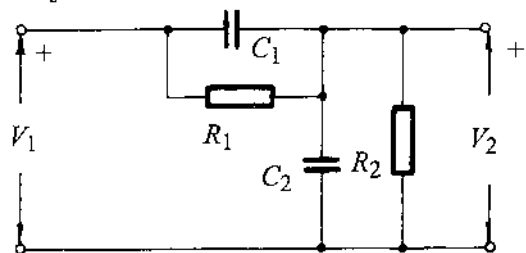
Za filter propusnik visokih frekvencija prvog reda koji je prikazan na Sl. P.3.1.14 odrediti funkciju pojačanja i graničnu frekvenciju. Ako je $R_p = R_g = 1 \text{ k}\Omega$, odrediti R i C tako da nominalno pojačanje iznosi $T_0 = 1/3$, i granična frekvencija $f_n = 1 \text{ kHz}$.



Slika P.3.1.14 RC kolo propusnik visokih frekvencija u realnoj električnoj okolini

Rešenje:

Analizom ovog kola lako se dobija $T(s) = T_0 \cdot (s/\omega_0)/(1 + s/\omega_0)$, gde je $T_0 = [R_p R / (R_p + R)] / [R_g + R_p R / (R_p + R)]$ i $\omega_0 = 1/\tau = 1/\{C[R_g + R_p R / (R_p + R)]\}$. Za graničnu frekvenciju imamo: $\omega_v = \omega_0$.

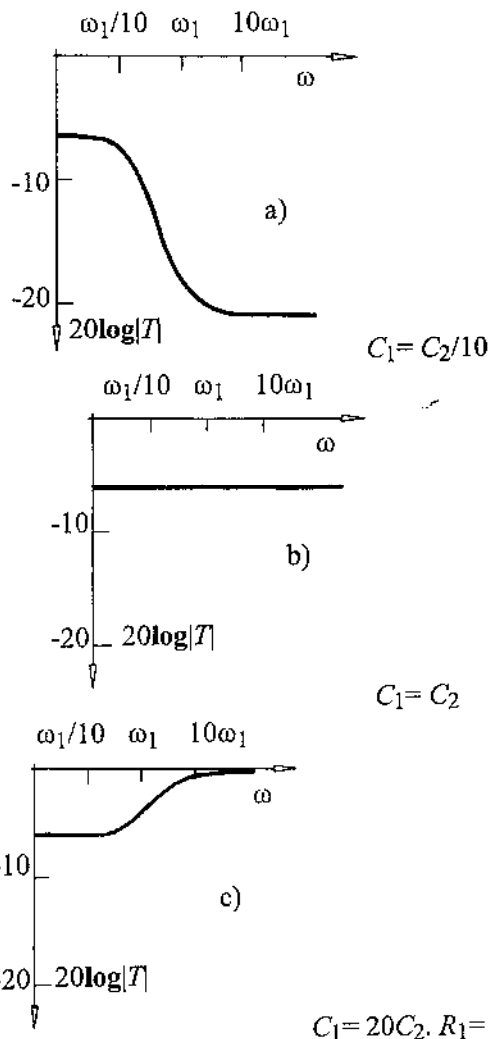


Sl. 3.1.28 Kompenzovani razdelnik napona

Najveća moguća vrednost nominalnog pojačanja jednaka je jedinici što odgovara neopterećenom fil-

tru ($R_g = 0$ i $R_p = \infty$). Kada je filter opterećen najveća vrednost pojačanja određena je spoljnim kolom:

$$T_{0 \max} = T_0|_{R=\infty} = R_p / (R_p + R_g).$$



Sl. 3.1.29 Frekvencijska karakteristika kompenzovanog razdelnika

Iz izraza za T_0 dobija se da je potrebna vrednost $R = 1 \text{ k}\Omega$, a iz izraza za graničnu frekvenciju da je $C = 1/[2\pi f_0 [R_g + R_p R / (R_p + R)]] \approx 106 \text{ nF}$. \checkmark

3.1.7.3 Kompenzovani razdelnik napona

Posmatrajmo kolo sa Sl. 3.1.28. Može se lako uočiti da ono nastaje paralelnim sprežanjem četvoropola propusnika niskih i četvoropola propusnika visokih frekvencija. Ako uvedemo $\omega_1 = 1/\tau_1 = 1/R_1 C$ i $\omega_e = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 (C_1 + C_2)}$, lako

dobijamo:

$$(3.1.69) \quad T = V_2/V_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + s/\omega_1}{1 + s/\omega_e} \Big|_{s=j\omega}$$

Pogodnim izborom vrednosti elemenata kola može se postići da dominantan uticaj u ovom kolu

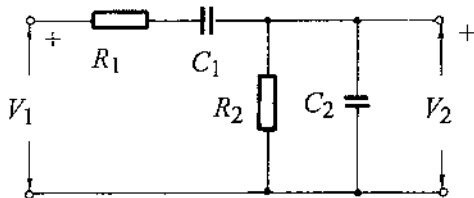
ima propusnik niskih ili visokih frekvencija. U kritičnom slučaju kada je $\omega_1 = \omega_0$, prenosna funkcija ne zavisi od frekvencije. Otuda i naziv kola. Na Sl. 3.1.29 prikazane su amplitudske karakteristike triju ovakvih kola. U prvom slučaju a) imamo propusnik niskih frekvencija, u drugom b) kolo je potpuno kompenzovano, a u trećem nastaje propusnik visokih frekvencija.

3.1.7.4 RC kolo - propusnik opsega frekvencija

Najprostiji oblik ovog kola je prikazan na Sl. 3.1.30. Na vrlo niskim i vrlo visokim frekvencijama preko ovog kola se praktično ne prenosi signal. U jednom frekvencijskom opsegu, međutim, signal se prenosi (nešto oslabljen) i taj opseg se naziva propusnim opsegom. Analizom kola sa Sl. 3.1.30 dobija se

$$(3.1.70a) \quad T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{sC_1R_2}{1 + s(C_1R_1 + C_2R_2 + C_1R_2) + \frac{s^2}{\omega_{01}^2}} = \frac{s/\omega_{21}}{(1 + s/\omega_1)(1 + s/\omega_2)}$$

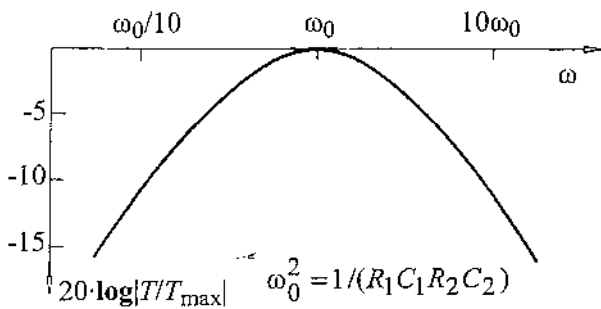
gde je $\omega_{21} = 1/(R_2C_1)$ i $\omega_{1,2} = \omega_{02} \pm \sqrt{\omega_{02}^2 - \omega_{01}^2}$, a $\omega_{02} = (C_1R_1 + C_2R_2 + C_1R_2) \cdot \omega_{01}^2 / 2$ i $\omega_{01}^2 = 1/(C_1R_1C_2R_2)$.



Sl. 3.1.30 RC kolo propusnik opsega frekvencija

Najveća vrednost modula prenosne funkcije ovog kola iznosi

$$|T(j\omega)|_{\max} = T_0 = 1/(1 + R_1/R_2 + C_2/C_1).$$



Sl. 3.1.31 Amplitudska karakteristika propusnika opsega frekvencija

Do nje dolazimo rutinskim postupkom određivanja ekstremuma što najpre dovodi do frekvencije ekstremuma: $\omega_0^2 = 1/(R_1C_1R_2C_2)$.

Amplitudska karakteristika prikazana je na Sl. 3.1.31 pri čemu je ordinatna osa normalizovana na maksimalnu vrednost. Rešavanjem jednačine

$$\left| \frac{T(j\omega_g)}{T_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

dobijaju se sledeći izrazi za granične frekvencije kola

$$\omega_n = \sqrt{\omega_0^2/2 + 2\omega_{02}^2 - \sqrt{4\omega_{02}^4 + 2\omega_{02}^2\omega_0^2 - 3\omega_0^4/4}}$$

i

$$\omega_v = \sqrt{\omega_0^2/2 + 2\omega_{02}^2 + \sqrt{4\omega_{02}^4 + 2\omega_{02}^2\omega_0^2 - 3\omega_0^4/4}}$$

Za specijalni slučaj kada je $R_1 = R_2 = R$ i $C_1 = C_2 = C$, (3.1.70a) postaje

$$(3.1.70b) \quad T(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{sCR}{1 + 3sCR + s^2R^2C^2}$$

Pri tome još važi da je $T_0 = 1/3$, $\omega_{02} = 3/(2RC)$ i $\omega_0 = \omega_{01} = 1/(RC)$. Polovi su sada na frekvencijama $\omega_{1,2} = [3 \pm \sqrt{5}]/(2RC)$, pa je $\omega_n = 0.318 \cdot \omega_0$ t.j. $f_n \approx 0.05/(RC)$ i $\omega_v = 3.146 \cdot \omega_0$ t.j. $f_v \approx 0.5/(RC)$.

Da bi se stvorila slika o selektivnosti pasivnih RC filtera koje smo do sada razmatrali biće razmotren sledeći primer.

Primer 3.16

Za kolo sa Sl. 3.1.30 odrediti vrednost amplitudske karakteristike na frekvenciji koja je dva puta veća i dva puta manja od centralne frekvencije propusnog opsega. Dobijene brojeve uporediti sa nominalnim pojačanjem T_0 . Smatrati da je: $R_1 = R_2 = R$ i $C_1 = C_2 = C$.

Rešenje:

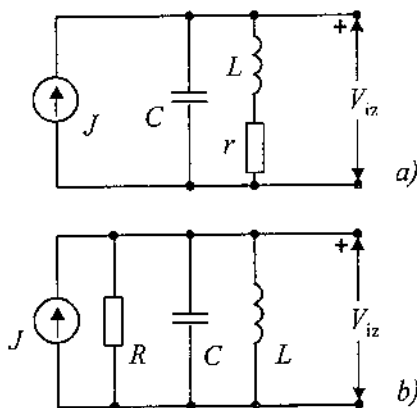
Smenom $s_2 = j2\omega_0$ u (3.1.70b), posle izračunavanja modula dobija se $|T(j2\omega_0)| = 2T_0/\sqrt{5} = 0.8944 \cdot T_0$. Uočavamo da ovaj broj ($2/\sqrt{5} = 0.8944$) ne zavisi od veličine centralne frekvencije propusnog opsega. Poređenjem se dobija $20 \cdot \log\{|T(j2\omega_0)|/T_0\} = 20 \cdot \log\{2/\sqrt{5}\} \approx -0.97$ dB.

Zaključujemo da na frekvenciji koja odgovara harmoniku centralne frekvencije (ili, na frekvenciji koja je za jednu oktavu iznad centralne frekvencije) slabljenje iznosi manje od jednog dB. To isto vreme znači da je frekvencija harmonika duboko unutar propusnog opsega ovog kola. Pošto smo već izveli da gornja granična frekvencija iznosi $\omega_v = 3.146 \cdot \omega_0$, lako zaključujemo da će i sledeća harmonijska frekvencija ($s_3 = j3\omega_0$) da pripada propusnom opsegu ovog kola.

Slično se lako može pokazati i za subharmonijski signal čija je frekvencija $\omega_{1/2} = j\omega_0/2$. Pošto smo pokazali da je donja granična frekvencija $\omega_n = 0.318 \cdot \omega_0$, onda će svakako slabljenje na $\omega_{1/2} = 0.5 \cdot \omega_0$, biti znatno manje od 3 dB pa i subharmonik pripada propusnom opsegu kola.

Zaključujemo, dakle, da je RC kolo propusnik opsega frekvencija izrazito neselektivno. Ukupna širina propusnog opsega ovog kola je $B = \omega_v - \omega_n = 3.146 \cdot \omega_0 - 0.318 \cdot \omega_0 = 2.828 \cdot \omega_0$, a relativna širina istog je $B_r = B/\omega_0 = 2.828$, što znači da se za ovo kolo može da kaže da je širokopojasno. \square

3.1.8.5 LC kolo - propusnik opsega frekvencija



Slika 3.1.32 LC kolo propusnik opsega frekvencija.
a) izvorna verzija i b) ekvivalentno kolo

Analiza koja sledi ima za cilj da ustanovi osobine paralelnog oscilatornog kola sa stanovišta filtriranja frekvencija. Kolo koje će biti razmatrano prikazano je na Sl. 3.1.32a. Ono se sastoji iz pobudnog strujnog generatora, idealnog kondenzatora čija je kapacitivnost C i realnog kalema čija je induktivnost L , a termička otpornost r . Od interesa je prenosna impedansa $Z_T = V_{iz}/J$. Radi pojednostavljenja postupka analize i lakše vizuelizacije rezultata obično se uvode sledeće skraćenice:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}, \quad Q = \omega_0 L / r = 1/(\omega_0 C \cdot r),$$

$$R = (\omega_0 L)^2 / r \quad \text{i} \quad x = \omega / \omega_0.$$

Analizom kola dobija se

$$(3.1.71) \quad Z_T = \frac{V_{iz}}{J} = Z = \frac{(r + j\omega L)(1/j\omega C)}{r + j\omega L + 1/j\omega C} = \frac{\omega_0 L}{Q} \frac{1 + jQx}{1 - x^2 + jx/Q}$$

Ako se moduo ovog izraza diferencira po x i rezultat izjednači sa nulom, dobija se vrednost centralne frekvencije propusnog opsega:

$$(3.1.72a) \quad \omega_r = \omega_0 \sqrt{\sqrt{1 + 2/Q^2} - 1/Q^2}$$

Veličina Q naziva se Q -faktorom ili oscilatornog kola ili faktorom dobrote kalema i predstavlja odnos reaktanse induktivnosti na frekvenciji ω_0 , koja iznosi $\omega_0 L$, i vrednosti termičke otpornosti kalema. Prirodno je da Q ima velike vrednosti što bi značilo da je reaktansa znatno veća od termičke otpornosti. Q , međutim, po definiciji zavisi i od ω_0 odnosno od C . Tako, kada je ω_0 mali broj (niska frekvencija) odnosno kada je C velika kapacitivnost, vrednost Q se smanjuje. Obično se očekuje da bude $Q \approx 100$. Čak i pri znatno manjim vrednostima, međutim, važi da je $Q \gg 1$, pa se može pisati

$$(3.1.72b) \quad \omega_r \approx \omega_0.$$

Sa ovom aproksimacijom dobija se

$$(3.1.73) \quad Z_{T \max} \approx Z_T(j\omega_0) = R = \frac{\omega_0 L}{Q} \frac{\sqrt{1 + Q^2}}{1/Q} \approx \omega_0 L Q = \frac{(\omega_0 L)^2}{r}$$

Sada možemo pristupiti određivanju graničnih frekvencija kola. One se dobijaju kao rešenja jednačine

$$(3.1.74) \quad \left| \frac{Z_T(j\omega_g)}{R} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Dobija se

$$(3.1.75) \quad \omega_{v,n} = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{1}{2Q^2} \pm \sqrt{\frac{1}{Q^2} + \frac{9}{4Q^4}}} \approx \omega_0 \sqrt{1 \pm 1/Q}$$

Širina propusnog opsega ovog kola dobija se kao

$$(3.1.76a) \quad B = \omega_v - \omega_n = \omega_0 (\sqrt{1 + 1/Q} - \sqrt{1 - 1/Q}) \approx \omega_0 \cdot (2/Q),$$

dok se relativna širina propusnog opsega može da izračuna iz

$$(3.1.76b) \quad B_r = B/\omega_0 = (\omega_v - \omega_n)/\omega_0 = (\sqrt{1 + 1/Q} - \sqrt{1 - 1/Q}) \approx (2/Q).$$

Na osnovu dobijenih rezultata lako rasuđujemo o osobinama ovog kola sa stanovišta selektivnosti. Naime, relativna širina propusnog opsega ovog kola je mala. To znači da je kolo selektivno. Pri tome relativna širina je utoliko manja ukoliko je centralna frekvencija ω_0 veća, što znači da su visokofrekventna kola selektivnija. Da bi ilustrovali, razmotrimo sledeće primere.

Primer 3.17

Odrediti vrednost modula amplitudske karakteristike kola sa Sl. 3.1.32a na frekvenciji koja je dvostruko veća od centralne frekvencije propusnog opsega.

Prikazati zavisnost ove veličine od Q-faktora oscilatornog kola. Smatrati da je $Q \gg 1$.

Rešenje:

Smenom u (3.1.71) dobija se

$$R_2 = |Z_T(j2\omega_0)| = \frac{\omega_0 L}{Q} \frac{\sqrt{1+4Q^2}}{\sqrt{(1-4)^2 + 4/Q^2}} \approx 2\omega_0 L/3$$

Relativna vrednost dobija se kao

$$\frac{R_2}{R} = \frac{2\omega_0 L/3}{Q\omega_0 L} = \frac{2}{3Q}$$

Očigledno je da je vrednost modula prenosne impedanse na frekvenciji koja je dvostruko veća od centralne frekvencije znatno manja od nominalne vrednosti iste. To je, za niz brojnih primera, iskazano u sledećoj tabeli.

Q	20·log(R ₂ /R)
10	-23.5 dB
33.33	-34.0 dB
100	-43.5 dB

☑

Primer 3.18

Dat je kalem sa $L=100 \mu\text{H}$ i $r=5 \Omega$. Za niz frekvencija od 1 kHz do 10 MHz po dekadama, izračunati vrednosti koje se odnose na oscilatorno kolo i njegovu frekvencijsku karakteristiku: C, Q, R i B_T. Posebno iskazati i vrednost $X=\omega_0 L=1/(\omega_0 C)$.

Rešenje:

Približni rezultati računanja dati su u sledećoj tabeli.

f ₀ [MHz]	C (nF)	$\frac{1}{2\pi f_0 C}$ [Ω]	Q	R [kΩ]	B _T
0.001	253 000	0.63	0.126	0.000 08	15.9
0.01	2 530	6.3	1.26	0.008	1.59
0.1	25.3	63	12.6	0.8	0.159
1	0.253	630	126	80	0.0159
10	0.00253	6 300	1260	8000	0.00159

Analizom ove tabele uočavamo sledeće. Najpre, pri malim vrednostima f₀ (za vrednosti koje pripadaju audio opsegu) dobijamo vrlo mali Q-faktor i veliku relativnu širinu propusnog opsega. Na ovim frekvencijama oscilatorno kolo niti je uskopojasno niti je selektivno. S druge strane, na veoma visokim frekvencijama (vidi zadnju vrstu tabele) potrebna vrednost kapacitivnosti postaje veoma mala i postaje uporediva sa parazitnim kapacitivnostima koje su prisutne pri montaži elektronskih komponenata na štampanu ploču. Zato zaključujemo da je oscilatorno kolo pogodno za primenu kao selektivna impedansa na frekvencijama između 100 kHz i 10 MHz. Kaže se

da se ovakva kola koriste na radio frekvencijama. Vrednosti reaktansi kalema i kondenzatora na rezonantnoj frekvenciji su stotina Ω ☑

Razmotrimo sada kolo sa Sl. 3.1.32b. Ako važi $R=Q\omega_0 L$ iz (3.1.73) za prenosna impedansu ovog kola može da se piše:

$$(3.1.77) \quad Z'_T = \frac{V_{Iz}}{J} = \frac{\omega_0 L}{Q} \frac{jQx}{1-x^2 + jx/Q}$$

Zaključujemo da na frekvencijama koje su bliske ω_0 i veće (t.j. za $x \approx 1$ i veće), ako je $Q \gg 1$, kola sa Sl. 3.1.32 imaju približno jednaku impedansu. Kaže se da se (mala) redna otpornost kalema preslikava u (veliku) paralelnu ili ekvivalentnu otpornost oscilatornog kola.

Najzad, za impedansu kola sa Sl. 3.1.32a može da se piše

$$(3.1.78) \quad Z(s) = \frac{(r+sL)(1/sC)}{r+sL+1/sC} = \frac{\omega_0 L}{Q} \frac{1+Qs/\omega_0}{1+s/(Q\omega_0) + s^2/\omega_0^2}$$

Polovi ove funkcije dati su sa

$$(3.1.79) \quad s_{1,2} = -\sigma \pm j\omega_p$$

gde je $\sigma = \omega_0/(2Q)$ i $\omega_p = \omega_0 \sqrt{1-1/(4Q^2)}$. S obzirom da je obično $1 \gg 1/(4Q^2)$, zaključujemo da važi $\sigma/\omega_p \approx \sigma/\omega_0 = 1/(2Q)$. Dakle, polovi impedanse Z su kompleksni sa veoma malim realnim delovima u odnosu na rezonantnu frekvenciju. Ukoliko je kolo selektivnije (veće Q), utoliko će polovi biti bliži imaginarnoj osi. Čisto reaktivno kolo ($r=0$) imaće polove koji leže na samoj imaginarnoj osi ravni kompleksne frekvencije.

3.1.9 Podela pojačavača

Elektronska kola za pojačavanje signala o kojima je bilo reči u ovom poglavlju, a biće i u narednim, imaju široku primenu. Stoga je potrebna određena kategorizacija koja bi ukazivala na specifičnost primene pojačavača. Tako, mogu biti izabrani različiti kriterijumi za kategorizaciju od kojih će ovde biti navedena tri. Pojačavače delimo po tipu pojačanja (naponsko, strujno ili pojačanje snage), po širini frekvencijskog opsega signala koji pojačavaju i po položaju tog opsega u čitavom spektru frekvencije i, na kraju, pojačavače delimo i po položaju radne tačke.

Najpre, kao što je već rečeno, pojačavače delimo na pojačavače napona, struje i snage. Svaka od ovih triju namena postavlja različite uslove u projektovanju pojačavačkih stepena. Pojačavač snage je najčešće poslednji (izlazni) stepen u pojačavačkom lancu i ima namenu da preda što veću snagu

potrošaču. Shodno tome, kod pojačavača snage, radno područje je duž cele radne prave jer to obezbeđuje veliku korisnu snagu. To znači da se pojačavači snage pobuđuju signalima velikih amplituda. Zato se pojačavači snage često nazivaju pojačavačima velikih signala. Analogno tome, pojačavači napona i struje se nazivaju pojačavačima malih signala. Kod pojačavača malih signala, deo prenosne karakteristike u okolini radne tačke može se smatrati linearnim pa se pojačavač može analizirati kao linearno kolo. Naprotiv, kod pojačavača velikih signala, radna tačka se kreće duž cele dinamičke prenosne karakteristike što znači da ona ne može da se smatra linearnom pa se pri analizi pojačavača mora primeniti nelinearna analiza (najčešće grafička).

Treba napomenuti da je snaga na izlazu pojačavača praktično uvek veća nego što je snaga pobudnog signala. To ipak ne znači da su svi pojačavači pojačavači snage. Pojačavači napona i struje su oni kod kojih prevashodno je pojačanje napona ili struje veliko, a da su pri tom snage signala male.

Način definisanja širine propusnog opsega pojačavača je dat sa (3.1.43). Centralna frekvencija se definiše na dva načina: kao aritmetička sredina graničnih frekvencija

$$(3.1.79) \quad f_{0A} = (f_v - f_n)/2$$

i kao geometrijska sredina graničnih frekvencija

$$(3.1.80) \quad f_{0G} = \sqrt{f_v f_n}$$

f_{0A} je na sredini propusnog opsega pri korišćenju linearne razmere za frekvenciju, a f_{0G} je na sredini pri korišćenju logaritamske razmere.

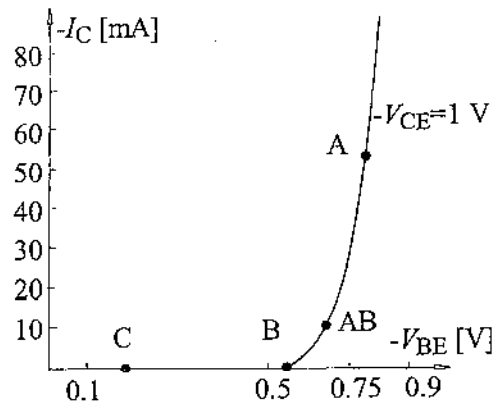
Količnik širine propusnog opsega i centralne frekvencije predstavlja relativnu širinu propusnog opsega. Na osnovu veličine relativne širine razlikujemo uskopojasne ($B/f_0 \leq 0.1$) i širokopojasne pojačavače ($B/f_0 \geq 0.5$).

Na osnovu veličine centralne (srednje) frekvencije (ili položaja propusnog opsega na frekvencijskoj osi) pojačavače delimo na pojačavače niskih, srednjih, visokih, vrlo visokih i ultra visokih frekvencija. U području ultravisokih frekvencija za karakterizaciju pojačavača češće se upotrebljavaju odgovarajuće talasne dužine, pa kažemo da se radi o pojačavačima za metarsko, centimetarsko ili milimetarsko područje.

Pojačavači niskih frekvencija (NF) pojačavaju signale čije frekvencije leže u opsegu čujnih signala (od 20 - 20000 Hz). Maksimalna širina propusnog opsega ovih pojačavača je od 15 do 20 kHz. Ovakav propusni opseg imaju zaista najkvalitetniji pojačavači. Inače, u mnogim primenama propusni opseg je uži. Na primer, kod pojačavača za prenos govora u telefonskom saobraćaju on iznosi od 300 Hz do 3400 Hz. U pojačavače niskih frekvencija mogu se

ubrojiti i pojačavači sporo promenljivih signala. Ovi pojačavači se još nazivaju jednosmernim ili pojačavačima sa direktnom spregom pošto sprega između pojačavačkih stepena treba da bude provodna za jednosmernu struju.

Pod pojačavačem visokih frekvencija najčešće se podrazumeva uskopojasni pojačavač. S obzirom na osobinu da propuštaju (pojačavaju) samo uzak opseg frekvencija, ovi pojačavači se nazivaju i selektivnim pojačavačima. Da bi se dobila amplitudska karakteristika koja ima uzak propusni opseg u okolini noseće (centralne) frekvencije ovi pojačavači kao opterećenje sadrže selektivnu impedansu (prosto oscilatorno kolo ili spregnuta oscilatorna kola). Amplitudska karakteristika, na krajevima propusnog opsega, treba da opada što brže što znači da se zahteva velika selektivnost. Ovaj zahtev je u vezi same namene selektivnih pojačavača. Na primer, kod telekomunikacionih uređaja na ulazu u prijemnik se pojavljuju mnogi signali različite frekvencije. Među njima, treba izabrati (selektovati) samo željeni signal i pojačati ga, a ukoliko se pojačaju i ostali signali oni će predstavljati šum. Dobra selektivnost amplitudske karakteristike smanjuje šumove i izobličenja jer je selektivna impedansa podešena na osnovnu harmonijsku komponentu koja se pojačava. Za harmonijske frekvencije višeg reda selektivna impedansa je vrlo mala i kratko ih spaja na masu.

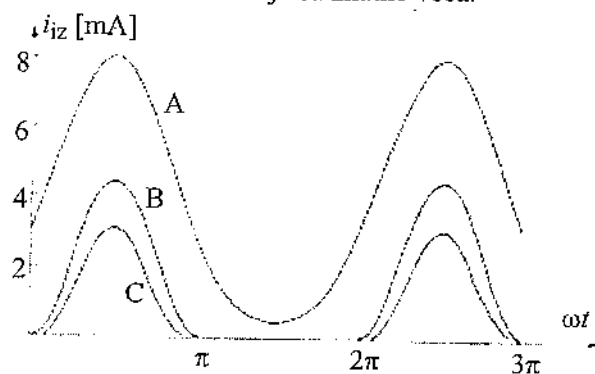


Slika 3.1.33 Položaj mirne radne tačke u klasi A, B, AB i C za BJT

Pojačavači širokog opsega frekvencija (širokopojasni pojačavači) imaju donju graničnu frekvenciju propusnog opsega reda nekoliko desetina herca, a gornju reda nekoliko megaherca. Potreba za ovako velikim propusnim opsegom se pojavljuje kod pojačanja televizijskog signala jer u sebi sadrži komponente čije frekvencije leže u pomenutom opsegu. Takođe, ovako širok propusni opseg zahteva pojačanje impulsa kako bi se sve harmonijske komponente koje sačinjavaju odgovarajući oblik impulsa pojačale bez linearnih i nelinearnih izobličenja. Zato se širokopojasni pojačavači često nazivaju video pojačavačima ili impulsnim pojačavačima.

Prema položaju radne tačke pojačavači se mogu podeliti na pojačavače klase A, klase B i klase C. Srednji slučaj između klase A i klase B naziva se klasom AB. Sl. 3.1.33 ilustruje položaj radne tačke na dinamičkoj prenosnoj karakteristici koja odgovara pojedinim klasama. Klasa A se odlikuje time što kada nema pobudnog signala kroz aktivni element protiče jednosmerna struja koja odgovara jedno-smernoj polarizaciji ulaznih krajeva u radnoj tački A. Spoljni izvor napajanja predaje snagu pojačavaču koja se troši u vidu disipacije na aktivnom elementu i otporniku opterećenja. To znači da je, u klasi A, disipacija velika, stepen iskorišćenja mali i mala korisna snaga. Međutim, pošto se radna tačka nalazi na sredini prenosne karakteristike, u njenom najlinearnijem delu, u klasi A su najmanja nelinearna izobličenja. Pošto uvek teče jednosmerna struja, polarizacija ulaznih krajeva se ostvaruje na automatski način.

U klasi B, radna tačka se nalazi u položaju gde prestaje da teče izlazna struja. Kada nema signala jednosmerna struja kroz element jednaka je nuli. Tada spoljni izvor ne predaje nikakvu snagu kolu. Za vreme pozitivne poluperiode ulaznog signala kroz element protiče struja, a za vreme negativne poluperiode ulazni signal je niži od prekidnog pa struja kroz izlazne priključke ne teče. Prema tome, aktivni element pojačava samo pozitivnu poluperiodu ulaznog signala. Stoga bi izobličenja bila vrlo velika pa se, pri formiranju pojačavača kod koga će aktivni elementi raditi u klasi B, vezuju dva elementa tako da jedan pojačava jednu, a drugi drugu poluperiodu s tim što izlazne struje oba elementa protiču kroz isti potrošač. Na ovom potrošaču se poluperiode superponiraju i formiraju celu sinusoidu. Pošto u odsustvu ulaznog signala nema potrošnje snage, klasa B, u odnosu na klasu A ima manju disipaciju, veći stepen iskorišćenja i veću korisnu snagu. Ali pošto se radna tačka nalazi u nelinearnom delu karakteristika izobličenja su znatno veća.



Sl. 3.1.34 Talasni oblici izlazne struje aktivnog elementa za rad u klasi A, B i C

Ako se radna tačka nalazi u položaju koji odgovara klasi AB karakteristike pojačavača su između

osobina pojačavača u klasi A i B. Izobličenja su nešto povećana u odnosu na klasu A ali je zato smanjena disipacija.

U klasi C radna tačka je postavljena u oblasti negativnije polarizacije od one pri kojoj prestaje da teče izlazna struja. Struja kroz aktivni element teče samo u delovima pozitivne poluperiode ulaznog signala kada je amplituda veća od prekidnog napona. Da bi se uklonila velika izobličenja koja bi tada nastala, izlazno opterećenje je uvek selektivna impedansa podešena na osnovnu frekvenciju pobudnog signala. Tada je i izlazni napon prostoperiodičan, jer za osnovni harmonik, selektivno kolo ima veliku impedansu, a za više harmonike malu pa je mali i napon viših harmonika. Po pravilu, u klasi C ulazni signal ima veliku amplitudu tako da u toku pozitivne poluperiode ulazni priključak prelazi u područje direktne polarizacije. Tada teče i znatna struja ulaznog priključka. Zato se u klasi C prednapon obezbeđuje automatski preko RC prednapona. Klasa C, obezbeđuje najmanju disipaciju, najveći stepen iskorišćenja i najveću korisnu snagu u odnosu na ostale klase. Međutim, zbog neophodnosti da se na izlazu priključi selektivna impedansa, klasa C je upotreb- ljiva samo u pojačavačima uskog opsega frekven- cija.

Talasni oblici izlazne struje za pojačavače u klasi A, B i C dati su na Sl. 3.1.34.

U elektronici su u upotrebi i pojačavači koji rade u klasama D, E i F, ali se ovi termini ne odnose na položaj radne tačke pojačavača već na način uprav- ljanja napajanjem istog. O njima ovde neće biti reči.

3.2 GRAFIČKA ANALIZA POJAČAVAČA

Korisna snaga i pojačanja napona i struje mogu se odrediti grafički iz karakteristika pojačavača. Na Sl. 3.2.1 ponovo je prikazan uopšteni pojačavački stepen s tim što je umesto otpornika potrošača stavljena impedansa potrošača Z_p . Ona se sastoji od otpornika R_1 , koji određuje jednosmernu struju kroz aktivni element, kome su paralelno vezani C i R_2 . Kondenzator C predstavlja kolo za spregu, a R_2 ulaznu otpornost narednog stepena u pojačavačkom lancu. Jednosmerna komponenta izlazne struje aktivnog elementa protiče samo kroz R_1 , a naizmenična kroz celu impedansu Z_p .

Neka je ulazni signal oblika

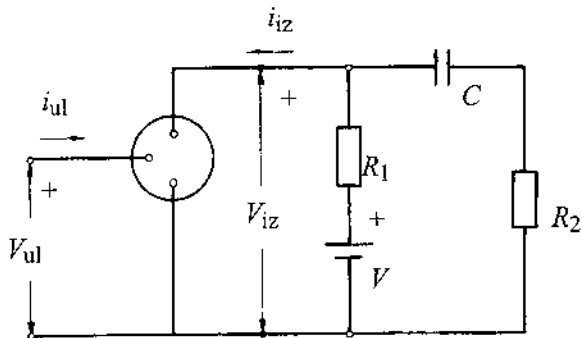
$$(3.2.1) \quad x_u(t) = X_{uM} + X_{um} \cos(\omega t),$$

a može biti ili napon (za pojačavače sa FETom) ili struja (za pojačavače sa BJTom). Ulazni signal ima jednosmernu komponentu kojom se polarišu ulazni priključci (X_{uM}), da bi se dobio normalni radni režim, i naizmeničnu komponentu kojom se pobuđuje

aktivni element (X_{um}).

Jednosmerna komponenta izlazne struje je

$$(3.2.2) \quad I_{iz} = \frac{V}{R_1} - \frac{V_{iz}}{R_1}$$



Sl. 3.2.1 Uopšteni pojačavački stepen opterećen impedansom

gde je V_{iz} jednosmerna komponenta izlaznog napona. U sistemu izlaznih karakteristika aktivnog elementa ($I_{iz}-V_{iz}$) jednačina (3.2.2) predstavlja pravu liniju. Ova prava, koja se naziva radnom pravom za jednosmernu struju, ucrtana je isprekidanim linijama na Sl. 3.2.2. Radnu pravu za jednosmernu struju možemo najlakše prikazati ako izračunamo odsečke koje ona čini na koordinatnim osama. Za $I_{iz}=0$, $V_{iz}=V$ i za $V_{iz}=0$, $I_{iz}=V/R_1$. Vrednosti ovih odsečaka naznačene su na samoj slici. Jednačina (3.2.2) još se zove i statička radna prava.

Presek radne prave i karakteristike aktivnog elementa koja odgovara jednosmernoj komponenti ulaznog signala (X_{uM}) naziva se mirnom radnom tačkom. U sistemu karakteristika tranzistora ovu tačku ćemo obeležavati sa M. Kako je ranije rečeno, koordinate mirne radne tačke predstavljaju vrednosti jednosmernog napona i struje na izlazu aktivnog elementa (I_{izM}, V_{izM}). Dakle, nanošenjem radne prave i iznalaženjem mirne radne tačke određeni su struja i napon na izlazu aktivnog elementa (za datu jednosmernu komponentu ulaznog signala, otpornosti R_1 i napona baterije V) grafičkim putem.

Time je deo grafičke analize koji se odnosi na jednosmerni režim obavljen. Razmotrimo sada kompletne signale. U tom cilju najpre sa statičke radne prave uočavamo značajnu osobinu elektronskog pojačavača. S obzirom da (3.2.2) mora uvek da bude ispunjeno, kada izlazni napon raste, izlazna struja opada i obrnuto. Signali struje i napona na izlazu su suprotni po fazi. Takođe, uočava se da, pri porastu ulaznog signala, izlazna struja raste što znači da su ulazni signal i izlazna struja u fazi. Na osnovu ovoga, bez kvantitativnih studija, možemo pisati da je

$$(3.2.3) \quad i_{iz} = I_{izM} + J_{izm} \cos(\omega t)$$

i

$$(3.2.4) \quad v_{iz} = V_{izM} - V_{izm} \cos(\omega t) = V_{izM} + V_{izm} \cos(\omega t + \pi)$$

Za naizmeničnu komponentu struje, na izlazu aktivnog elementa, impedansa kondenzatora za spregu je jednaka nuli (što proizlazi iz osobina idealnog kola za spregu), a naizmenična komponenta struje ne stvara pad napona na bateriji (bateriju takođe smatramo idealnom), tako da su, za naizmeničnu komponentu, otpornosti R_1 i R_2 vezane paralelno. Ukupna otpornost potrošača je manja od R_1 i iznosi

$$(3.2.5) \quad R_p = (R_1 R_2) / (R_1 + R_2)$$

Za ovu otpornost, u izlaznom kolu, imamo novu radnu pravu - radnu pravu za naizmeničnu struju. S obzirom da je, u trenucima kada je $\omega t = (2k+1)\pi/2$, trenutna vrednost ulaznog napona jednaka jednosmernoj komponenti X_{uM} i izlazni napon, u odgovarajućim trenucima, će biti jednak svojoj jednosmernoj komponenti V_{izM} (isto se može kazati i za izlaznu struju). To znači da će i radna prava za naizmeničnu struju prolaziti kroz radnu tačku M. Nagib radne prave određen je vezom između amplituda naizmeničnih komponenti izlaznog napona i struje

$$(3.2.6) \quad V_{izm} = -R_p J_{izm}$$

Stoga će radna prava za naizmeničnu struju sa apscisnom osom zaklapati ugao

$$(3.2.7) \quad \alpha = -\arctg(1/R_p)$$

a njena jednačina će glasniti

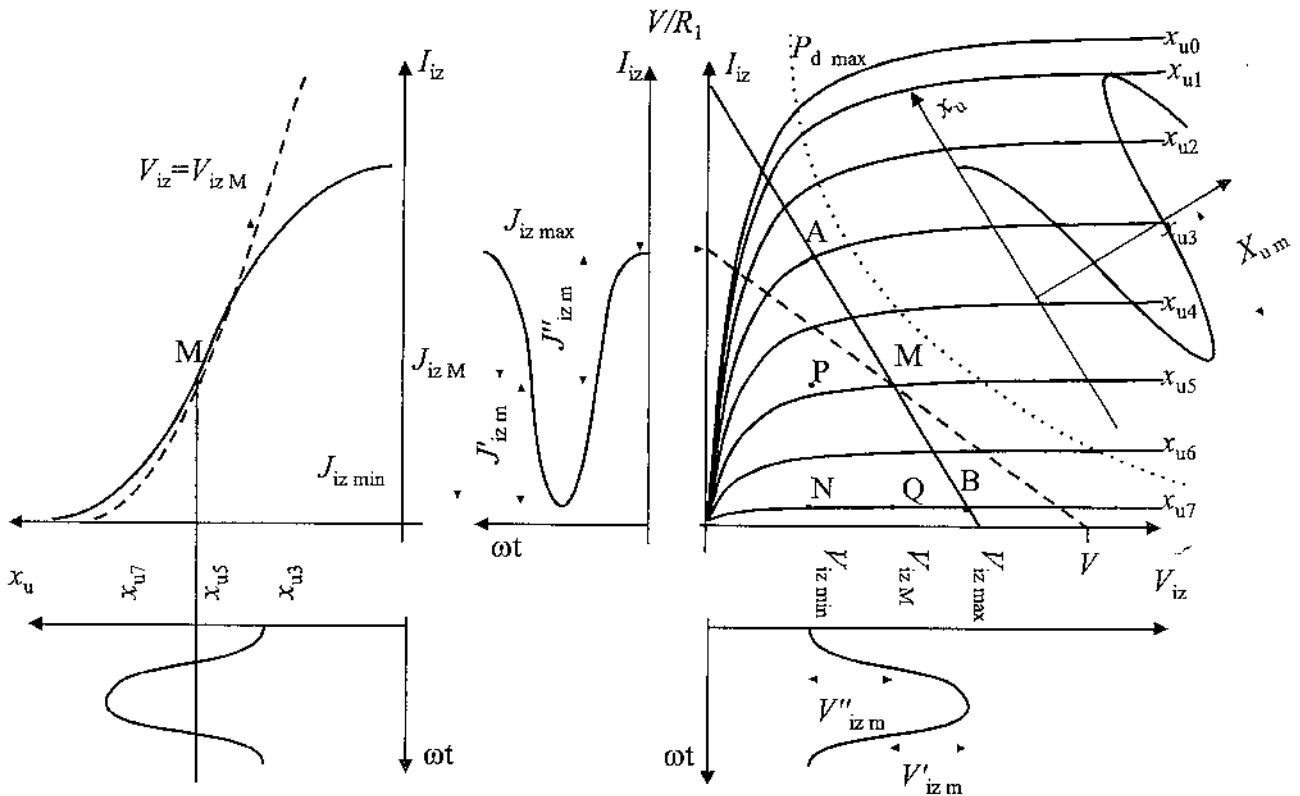
$$(3.2.8) \quad i_{iz} = I_{izM} - (v_{iz} - V_{izM}) / R_p$$

Do ovog izraza dolazimo i sledećom transformacijom. Ako obe strane (3.2.6) pomnožimo sa $\cos(\omega t)$ i, zatim, $V_{izm} \cos(\omega t)$ i $J_{izm} \cos(\omega t)$ zamenimo u (3.1) i (3.2) respektivno, nastaje (3.2.8).

Na Sl. 3.2.2 ucrtana je punom linijom radna prava za naizmeničnu struju. Treba napomenuti da je kod pojačavača sa FET-om obično $R_2 \gg R_1$ tako da se radna prava za jednosmernu i naizmeničnu struju praktično poklapaju.

Pošto smo utvrdili položaj radne prave za naizmeničnu struju ostaje da, za datu amplitudu pobudnog signala, odredimo amplitude naizmeničnih komponenta izlaznog napona i struje. Zbog promene trenutne vrednosti ulaznog signala radna tačka u polju izlaznih karakteristika će se kretati po radnoj pravoj između tačaka A i B kao što je prikazano na Sl. 3.2.2. Veličina duži \overline{AB} , kada se posmatra ulazni signal, je

$$(3.2.9) \quad \overline{AB} = 2X_{um} = (|X_{u3}| + |X_{u7}|)$$



Sl. 3.2.2 Primer grafičke analize pojačavača

Deo radne prave između tačaka A i B ne treba da preseca hiperbolu snage što automatski znači da se ni radna tačka ne može naći u području karakteristika gde je snaga veća od maksimalne dozvoljene disipacije. U protivnom bila bi prekoračena maksimalna dozvoljena disipacija što dovodi do oštećenja aktivnog elementa. Ipak, trenutna snaga može da bude veća od maksimalno dozvoljene ali samo u kratkom vremenskom intervalu. Pri tome treba da ukupna disipirana snaga u jednoj periodi bude manja od maksimalne disipacije:

$$(3.2.10) \quad \frac{1}{T} \int_0^T v_{iz} i_{iz} \cdot dt \leq P_{max}$$

Mirna radna tačka, međutim, ne sme da se nalazi iznad hiperbole snage jer bi, u odsustvu pobudnog signala, maksimalna disipacija bila stalno prekoračena.

Pristupimo sada izračunavanju pojačanja i drugih parametara pojačavača. Sa Sl. 3.2.2 za amplitudu naizmenične komponente izlazne struje dobija se

$$(3.2.11) \quad \overline{AN} = 2J_{izm},$$

a za amplitudu naizmenične komponente izlaznog napona

$$(3.2.12) \quad \overline{NB} = 2V_{izm}.$$

Sa iste slike, može se još uočiti da je

$$(3.2.13a) \quad J'_{izm} \neq J''_{izm}$$

$$(3.2.13b) \quad V'_{izm} \neq V''_{izm},$$

što znači da se signali na izlazu, zbog nelinearnosti

karakteristika aktivnog elementa, razlikuju od sinusoida. Treba uočiti, međutim, da je, zbog jasnoće izlaganja, ulazni signal na Sl. 3.2.2 veliki, a na početku izlaganja u ovoj glavi smo utvrdili da će pojačavači sa aktivnim elementima biti linearni samo za male signale. Stoga grafičkom analizom pri velikim signalima na ulazu mogu samo da se odrede amplitude izlaznih signala u pojedinim poluperiodama. Amplituda sinusoidalnog signala se određuje približno kao aritmetička sredina tih amplitude, što je učinjeno u (3.2.11) i (3.2.12).

Ako je ulazni signal napon, pojačanje napona dobija se kao

$$(3.2.14) \quad A = \frac{V_{izm}}{V_{ulm}} = \frac{2V_{izm}}{2V_{ulm}} = \frac{\overline{NB}}{\overline{AB}},$$

a ako je ulazni signal struja, strujno pojačanje se dobija kao

$$(3.2.15) \quad A_s = \frac{J_{izm}}{J_{ulm}} = \frac{2J_{izm}}{2J_{ulm}} = \frac{\overline{AN}}{\overline{AB}}.$$

Pri merenju ovih duži treba se pridržavati odgovarajućih razmera. Duž \overline{NB} čitamo sa apscisne ose, duž \overline{AN} sa ordinate, a duž \overline{AB} sa oznaka za ulaznu veličinu na izlaznim karakteristikama.

Korisna snaga na potrošaču R_p je

$$(3.2.16a) \quad P_p = \frac{1}{2} V_{izm} J_{izm} = \frac{\overline{AN} \cdot \overline{BN}}{8}$$

ili

$$(3.2.16b) \quad P_p = \frac{1}{4} \frac{\overline{AN} \cdot \overline{BN}}{2} = \frac{1}{4} \cdot \text{Površina}(\Delta_{ABN}).$$

Korisna snaga je veća ukoliko je površina trougla Δ_{ABN} veća. Zato u pojačavačima snage, radna prava se tako postavlja tako da u radnoj tački dodiruje hiperbolu snage što omogućava veliku pobudu.

Veličina snage koja je data sa (3.2.16) zavisi od veličine pobudnog signala. Ako nema signala nema ni korisne snage. Stoga gornji zaključak koji govori o tome da položaj mirne radne tačke treba birati tako da radna prava dodiruje hiperbolu snage treba shvatiti da se odnosi na maksimalni pobudni signal. Na sličan način ćemo razmatrati i vrednost stepena iskorišćenja. Stepen iskorišćenja je jednak nuli kada nema pobudnog signala. Njegova najveća vrednost nastaje kada je signal najveći.

Primer 3.19

Za tranzistor koji je ugrađen u kolo sa Sl. 3.2.1 može se smatrati da je minimalni napon zanemariv ($V_{iz\ min}=0\ V$), da je minimalna struja jednaka nuli ($I_{iz\ min}=0\ A$) i da je maksimalna disipacija $P_{d\ max}=0.05\ W$. Odrediti položaj mirne radne tačke tranzistora koja omogućava istovremeno maksimalnu korisnu snagu ($P_{k\ max}$) i maksimalnu amplitudu izlaznog napona ($V_{izm\ max}$) i maksimalnu amplitudu izlazne struje ($J_{izm\ max}$). Tranzistor je priključen u pojačavač čiji je napon napajanja $V_{DD}=10\ V$. Koliki je maksimalni stepen iskorišćenja ovog kola?

- Smatrati da je opterećenje (R_2) beskonačna otpornost i
- uzeti da je $R_2=R_1$.

Rešenje:

a) Ako je R_2 beskonačno, radna prava za naizmeničnu i za jednosmernu struju se poklapaju i nacrtane su na Sl. P.3.19.1. Tako, ako je minimalni napon na komponenti zanemariv onda je maksimalna amplituda napona jednaka polovini napona napajanja:

$$(P.3.19.1) \quad V_{izm\ max}=V_{izM}=V_{DD}/2=5V.$$

Time se obezbeđuje simetrična pobuda odnosno jednake amplitude napona u obema poluperiodama signala.

Amplituda struje izračunava se iz uslova da korisna snaga bude maksimalna. To se postiže time što se radna prava postavi tako da dodiruje hiperbolu snage ($P_{d\ max}=I_{izM}V_{izM}$) pa važi:

$$(P.3.19.2) \quad J_{izm\ max}=I_{izM}$$

i

$$(P.3.19.3) \quad J_{izm\ max}=P_{d\ max}/(V_{izm\ max})=0.01\ A.$$

Lako je zaključiti da je

$$(P.3.18.4) \quad R_1=V_{izm\ max}/J_{izm\ max}=500\ \Omega.$$

Pri ovome korišćeno je svojstvo hiperbole da tačka dodira tangente polovi subtangentu i subnormalu.

Maksimalna korisna snaga koja se saopštava pot-

rošaču R_1 biće:

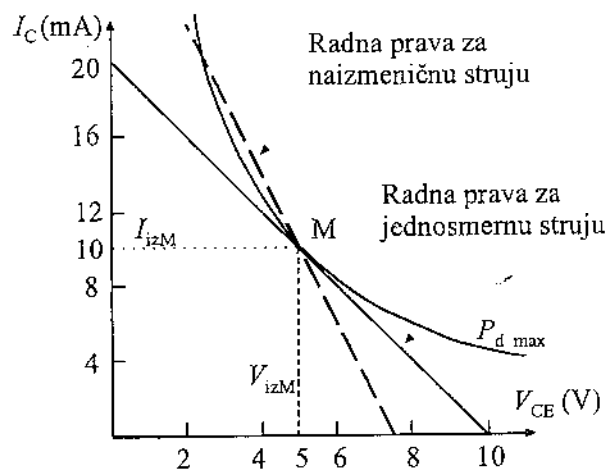
$$(P.3.19.5) \quad P_{k\ max}=(V_{izm\ max}J_{izm\ max})/2=0.025\ W.$$

Snaga baterije je

$$(P.3.19.6) \quad P=V_{DD}I_{izM}=0.1\ W$$

pa je

$$(P.3.19.7) \quad \eta_{max}=(P_{k\ max}/P)\cdot 100=25\ %.$$



Sl. P.3.19.1

Uočavamo da je bilans snaga u uslovima maksimalne pobude sledeći: $P_{da}=0.05\ W$ troši (disipira) se na tranzistoru, $P_k=0.025\ W$ je snaga korisnog signala na potrošaču (otporniku R_1), a $P_{dp}=0.025\ W$ je snaga disipacije na otporniku R_1 .

b) Ako je priključen i potrošač onda će ukupno opterećenje biti $R_p=R_1/2$ tako da, s obzirom da mirna radna tačka ostaje nepromenjena, a nagib radne prave je udvostručen, imamo

$$(P.3.19.8a) \quad V_{izm\ max}=2.5\ V$$

$$(P.3.19.8b) \quad J_{izm\ max}=0.01\ A$$

i

$$(P.3.19.9) \quad \eta_{max}=[(2.5\cdot 0.01/2)/0.1]\cdot 100=12.5\ %.$$

Snaga naizmeničnog signala koja se razvija na R_1 sada nije više korisna. Korisna je samo ona koja se razvija na R_2 . Otuda je stepen iskorišćenja prepolovljen. Naravno na R_2 ne disipira se jednosmerna snaga.

Nova, dinamička, radna prava koja prolazi kroz M, a ima dvostruko veći nagib nego statička, preseca hiperbolu snage. Pošto je disipacija na tranzistoru ostala nepromenjena, međutim, ne bi trebalo da brinemo za rad ovog pojačavača. Ipak, imajući u vidu tolerancije osobina tranzistora iz jedne iste kategorije (sa istim tržišnim oznakama) obično je potrebna korekcija položaja mirne radne tačke, recimo, tako što će se uzeti manja struja I_{izM} nego što je uzeta pod a). Ova rasprava biće nastavljena kasnije zato što ćemo naći i druge razloge za pomeranje mirne radne tačke u odnosu na prvobitni

položaj dat sa (P.3.19.1-3).

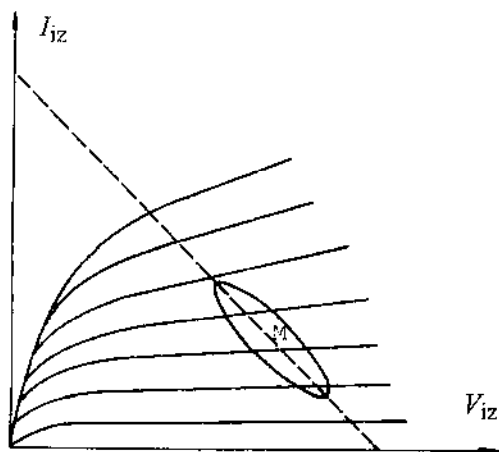
Osvrnimo se i na uticaj kondenzatora za spregu za koji smo do sada pretpostavljali da predstavlja kratak spoj za naizmjeničnu struju. Ako se uzme u obzir uticaj njegove reaktanse i uopšte uticaj reaktanse potrošača, fazni pomeraj između izlaznog napona i struje neće više biti π rad već će biti manji ili veći od te vrednosti u zavisnosti od karaktera impedanse potrošača. Ako je taj fazni pomeraj $\pi+\theta$, za naizmjenične komponente izlaznih veličina možemo pisati

$$(3.2.17) \quad i'_{iz}(t) = J_{izm} \cos(\omega t)$$

$$(3.2.18) \quad u'_{iz}(t) = V_{izm} \cos(\omega t + \pi + \theta) = -V_{izm} \cos(\omega t + \theta).$$

Zadnje dve jednačine predstavljaju jednačinu elipse u parametarskom obliku. Prema tome, geometrijsko mesto trenutnih vrednosti izlaznog napona i struje neće više biti prava, već elipsa u sistemu karakteristika $I_{iz}-V_{iz}$. Ova elipsa je prikazana na Sl. 3.2.3. Isprekidanom linijom je prikazana radna prava dobijena pri zanemarivanju uticaja reaktansi. Tada je $\theta=0$, a (3.2.17) i (3.2.18) predstavljaju pravu u parametarskom obliku.

Kada bi se uzela u obzir i nelinearnost karakteristika nelinearnog elementa elipsa bi se izobličila u nepravilnu krivu drugog reda. Naravno, u ovakvim slučajevima, pa i u slučaju kada imamo pravilnu elipsu, grafička analiza pojačavača ne može biti od praktične koristi.



Sl. 3.2.3 Radna elipsa koja nastaje u slučaju kompleksnog opterećenja

Uobičajena praksa je da se analiza obavlja upotrebom radne prave uz zanemarivanje reaktansi. Ovo naročito stoga što se grafička analiza odnosi na srednje frekvencije propusnog opsega gde su i sopstvene reaktanse aktivnog elementa zanemarene.

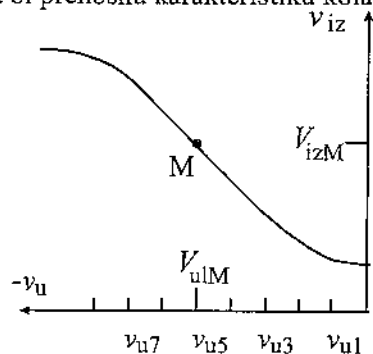
3.2.1 Prenosna karakteristika pojačavača

Zavisnost trenutne vrednosti izlazne veličine od trenutne vrednosti ulazne veličine pojačavača naziva

se prenosnom karakteristikom pojačavača. Pri tome obično imamo strujno-naponske i naponsko-naponske prenosne karakteristike.

Primer grafičkog postupka za generisanje prenosne karakteristike pojačavača dat je na Sl. 3.2.2. Ovde je uzeto da ona predstavlja zavisnost izlazne struje od ulazne veličine: $i_{iz}=f(x_u)$. Na slici je najpre isprekidanom linijom prikazana prenosna karakteristika tranzistora (izabran je FET) kako bi se uočila razlika između ovih dveju funkcija. Strujno-naponska prenosna karakteristika pojačavača je konstruisana za dinamičke uslove rada upotrebom polja izlaznih karakteristika i radne prave za naizmjeničnu struju tako što se sa ove prave čitaju parovi vrednosti (i_{iz}, x_u) i unose u dijagram za prenosnu karakteristiku. Dobijena karakteristika je izvučena punom linijom.

Treba uočiti suštinsku razliku između dveju linija na $i_{iz}-x_u$ dijagramu. Isprekidana linija predstavlja zavisnost I_{iz} od X_u pod uslovom da je V_{iz} konstantno što odgovara tranzistorskoj karakteristici. Puna linija je izvedena pod uslovom da je v_{iz} promenljivo što odgovara pojačavaču. Promena otpornosti potrošača promenila bi prenosnu karakteristiku kola.



Sl. 3.2.4 Prenosna karakteristika pojačavača - zavisnost izlaznog napona od ulazne veličine (napona)

Zavisnost izlaznog napona od ulazne veličine može da se konstruiše na jednostavan način pomoću Sl. 3.2.2. Za $x_u=x_{uk}$, čitamo sa dinamičke radne prave odgovarajuću vrednost izlaznog napona. Rezultat je prikazan na Sl. 3.2.4. Treba imati u vidu da je za N-kanalni JFET vrednost ulazne veličine x_u u stvari napon v_{GS} koji je negativan, što znači da je i nagib prenosne karakteristike negativan. Postupak generisanja i sama prenosna karakteristika pojačavača sa bipolarnim tranzistorom biće dati kasnije.

S obzirom na definiciju, izvod prenosne karakteristike predstavlja značajan parametar pojačavača. Na primer, ako je data naponsko-naponska prenosna karakteristika, izvod (nagib) predstavlja naponsko pojačanje. Naime, naponsko pojačanje pojačavača predstavlja količnik amplituda napona na izlazu i napona na ulazu. Ako su te amplitude male, mogu