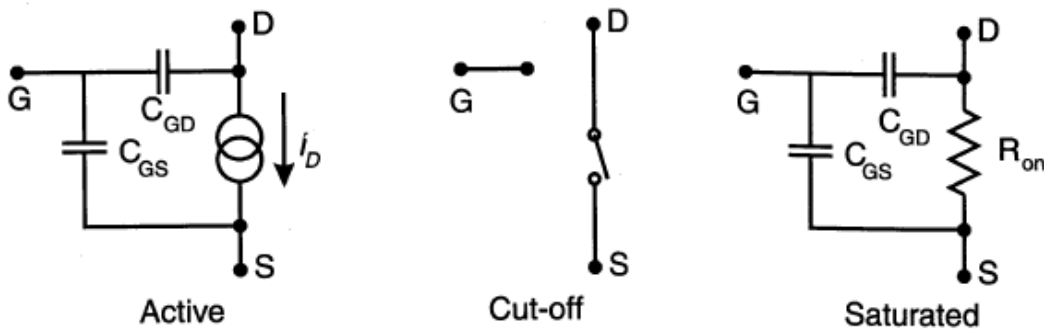


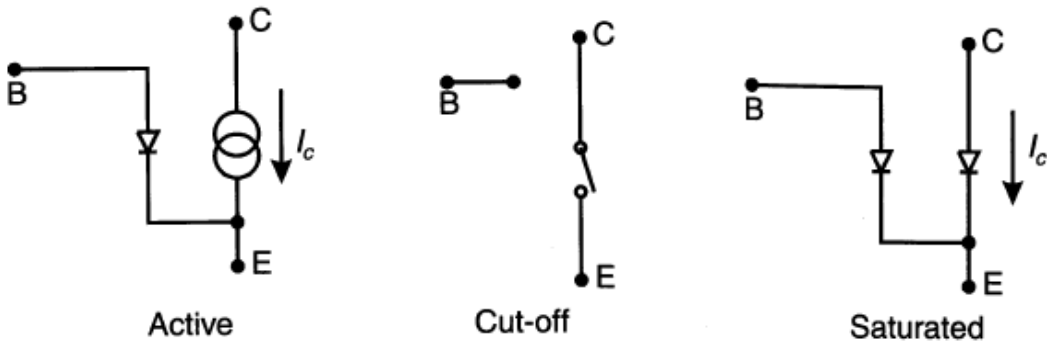
Võimsusvõimendid.

Võimsusvõimendid (power amplifier PA) saab laias laastus jagada 2 suurde kategooriasse: lineaarsed, ehk sellised, mis püüavad säilitada signaalimähisjoont, ning mittelineaarsed, mis ei püüa seda teha. Lineaarne ja mittelineaarne tulenevad nende võimendite ülekandekarakteristiku kujust. Toodud kategooriad jagatakse omakorda klassideks: lineaarsed võimendid: A,AB,B, mittelineaarsed C,D,E,F,G,H,S.

Suure signaali režiimis saab transistoril eristada 3-e töörežiimi: tühijooks, lineaarne ja küllastus.



(a)



(b)

Tühijooksus pole transistoril piisavat eelpinget, et tekiks juhtivus läbi transistori. BJT korral on see $V_{BE} < 0.7V$, MOSFET korral on $V_{GS} < V_T$ ($V_T = 2..3V$). Tühijooksus võib transistorit vaadelda kui 3-porti, mille portide vahel on lõpmatu takistus (tühis).

Lineaarses režiimis ($V_{BE} \approx 0.7V$, $V_{GS} > V_T$). BJT baas-emitter siire käitub päripingestatud diodina ja kollektor-emittersiire vooluallikana, millest

lähtuv vool on β korda baasvool, s.t. lineaarses sõltuvuses sisendvoolust.

Seejuures peab kollektor-emitterpinge olema väiksem küllastuspingest $V_{CE} < V_{sat}$. FET transistori korral on neelu ja läte vahel vooluallikas

$$i_D = g_m (V_{GS} - V_T).$$

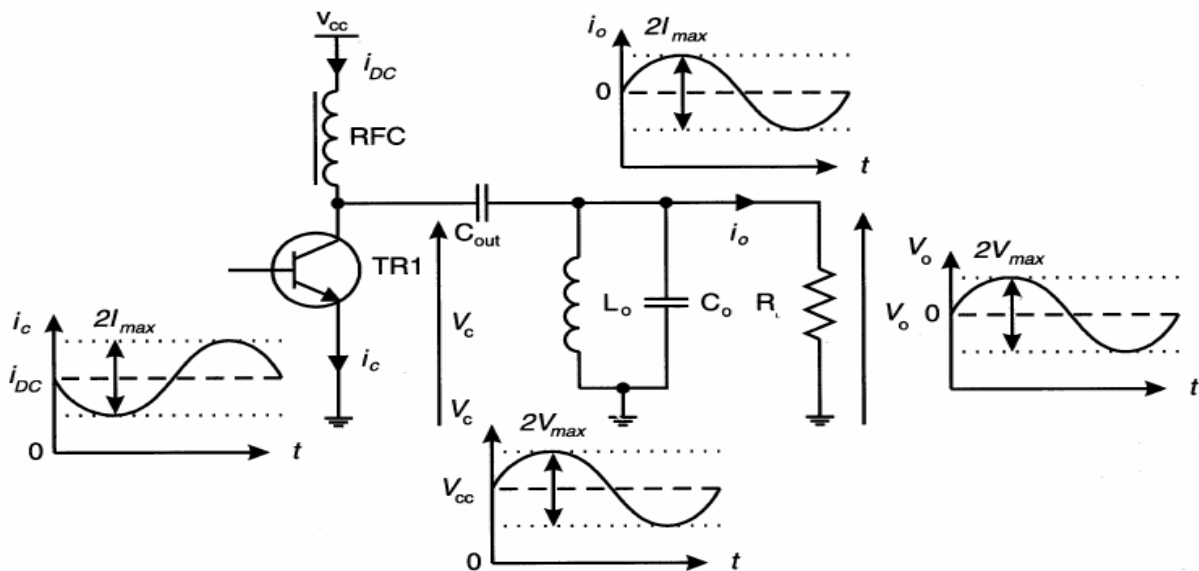
Küllastusrežiimiv korral on BJT korral $V_{CE} = V_{sat}$ ja i_{CE} on peaaegu konstantne. Eelduseks küllastusele on, et I_B (seega ka I_C) saavutab väärtuse, mille korral $V_C = V_B$ ja baas-kollektorsiire muutub päripingestatuks.

FET transistori küllastusse jõudmisel võib transistori DS ahelat vaadelda kui puhast takistit R_{on} ja neelupinge väheneb väärtuseni $V_D = i_D R_{on}$.

A-klassi võimendi.

A-klassi võimendi tööpunkt on valitud nii, et väljundvool (kollektori- või neeluvool) on kogu aeg olemas ja signaal asub kogu aeg transistori ülekandekarakteristiku lineaarses regioonis.

A-klassi tüüpskeem:



Kollektorvool

$$i_c(t) = I_{CQ} - I_{max} \sin(\omega t)$$

Kus I_{CQ} on eelpingestuse vool (st. kollektorvool ilma sisendsignaalia) ja I_{\max} maksimaalne transistori väljundvool .
Toitevool on võrdne eelpingestuse vooluga, sest RF drosseli takistus on väga väike. $I_{DC} = I_{CQ}$

Väljundmahtuvuse tõttu kujuneb väljundvooluks:

$$i_0(t) = I_{\max} \sin(\omega t).$$

Ideaaljuhul väljundpinge kujuneb:

$$v_0(t) = I_{\max} R_L \sin(\omega t) = V_{\max} \sin(\omega t).$$

Transistori kollektorpinge koosneb väljundpingest ja alalispingest:

$$v_c(t) = V_{CC} + V_{\max} \sin(\omega t).$$

Et vältida transistori tühijooksu sisenemist, peab kollektorpinge olema alati positiivne. RF drosselis salvestunud energia lubab kollektorpingel üle toitepinge käia ja seega saab teoorias lubada kollektorpinge muutust V_{CC} .
Praktikas on pinge muutus siiski väiksem kui V_{CC} , sest tuleb vältida küllastuspingeni jõudmist.

Ka kollektorvool peab olema positiivne:

$$I_{DC} = I_{CQ} = \frac{V_{\max}}{R_L} \leq \frac{V_{CC}}{R_L}$$

Toiteallikast tarbitav võimsus seega:

$$P_S = V_{CC} I_{DC} = \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

Koormusel neelduv keskmine võimsus:

$$P_L = \frac{V_{\max}^2}{2R_L} \leq \frac{V_{CC}^2}{2R_L}.$$

A-klassi efektiivsus seega:

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{V_{\max}^2}{2V_{CC}^2} \leq 0.5 = 50\% .$$

Järelikult omab A-klassi juures olulist rolli hajuva võimsuse ärajuhtimine ehk jahutus.

Praktikas eksisteerivad väljundsignaalis siiski ka kõrgemad harmoonilised ja nende elimineerimiseks tuleb kasutada kas sobiva ülekandekarakteristikuga väljundsobitusahelait või siis eraldi väljundfiltrit.

Küllastuspinge tõttu väheneb reaalne kollektorvoolu muutus:

$$V_{sw} = V_{CC} - V_{sat}$$

Ja efektiivsuse valemities tuleb V_{CC} asendada V_{sw} -ga ning maksimaalseks efektiivsuseks tuleb:

$$\eta_{\max} = \frac{V_{sw}}{2V_{CC}} .$$

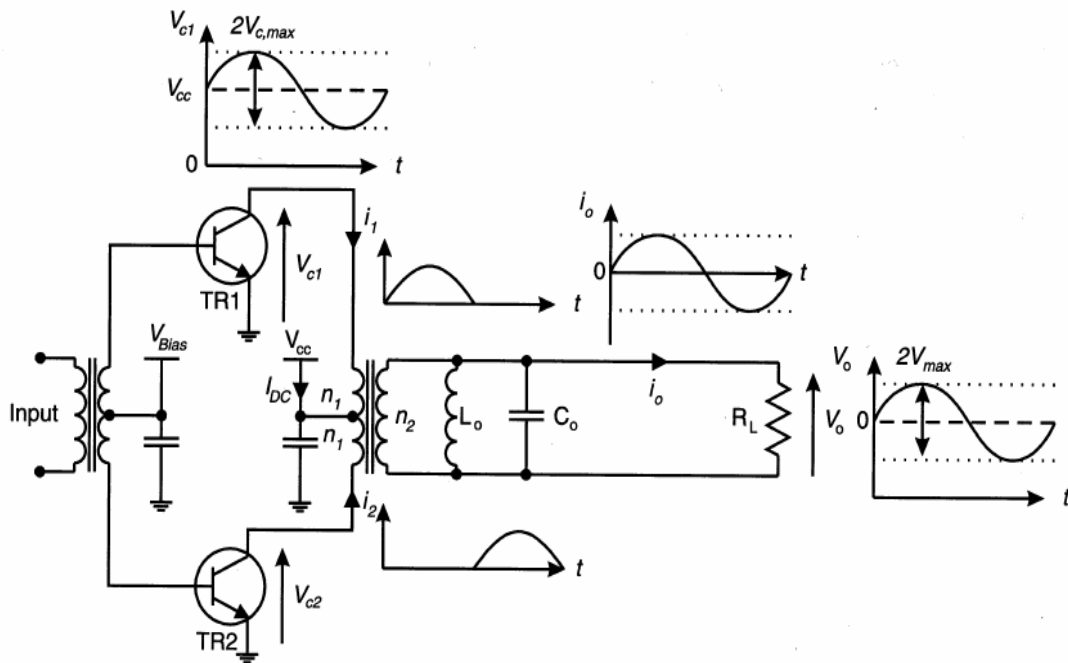
Et V_{sat} on sagedussõltuv, siis madalatel sagedustel on ta ca 0.2V, kõrgetel (f_T) juures võib tõusta mõne voldini.

MOSFET transistoritel võib sama efekti jälgida, maksimaalne pingemuutus neelul avaldub:

$$V_{sw} = \frac{R_L}{R_L + 2R_{on}} V_{DD} .$$

B-klassi võimendi.

Tööpunkt on valitud IV-karakteristiku äärde, seetõttu on ka eelvool väga väike. Kui sisendsignaali on siinus, siis toimub signaali võimendamine vaid ühe poolperjoodi jooksul.



Lineaarse võimenduse saamiseks kasutatakse 2 vastasfaaslülituses B-klassi võimendit nn “push-pull” konfiguratsioonis (audios kasutatakse eri juhtivustüübiga transistoreid: NPN+PNP, kuid kõrgssageduslikke PNP võimsustransistoreid pole kerge valmistada, seega neid kasutatakse ka harva). Kumbki võimendi õlg võimendab ühte poolperioodi sisendsignaalist ja kui üks võimendi võimendab, siis teine on suletud ja ei tarbi voolu. Õlgade väljundvoolud kombineeritakse väljundtransformaatori sekundaarmähises summaarseks väljundvooluks:

$$i_o(t) = \frac{n_1}{n_2} I_{\max} \sin(\omega t)$$

See voor tekitab koormusel pinge:

$$v_o(t) = i_o(t) R_L = \frac{n_1}{n_2} I_{\max} R_L \sin(\omega t) = V_{\max} \sin(\omega t).$$

Väljundtransformaatori kahesuunalisuse tõttu transformeeritakse koormusel tekkinud pinge tagasi transistorite kollektoritele:

$$V_{C1}(t) = i_o(t)R_L = V_{CC} + \frac{n_1}{n_2}V_{\max} \sin(\omega t) = V_{CC} + \frac{n_1^2}{n_2^2}I_{\max}R_L \sin(\omega t).$$

Siint lähtub 2 järeldust:

1) Transitori kollektorpinge tippväärtus avaldub:

$$V_{C,\max} = \frac{n_1}{n_2}V_{\max} = \frac{n_1^2}{n_2^2}I_{\max}R_L$$

2) Koormustakistus R_L "paistab" transistorile koormusena R_p :

$$R_p = \frac{n_1^2}{n_2^2}R_L$$

Sarnaselt A-klassi võimendile, ei tohi transistor minna küllastusse ja seega

$$V_{C1} > 0 \rightarrow \frac{n_1}{n_2}V_{\max} \leq V_{CC}.$$

Võimsus koormusel on:

$$P_L = \frac{V_{C,RMS}^2}{R_p} = \frac{\frac{n_1^2}{n_2^2}V_{\max}^2}{2R_p} \leq \frac{V_{CC}^2}{2R_p}.$$

Asendades R_p :

$$P_L = \frac{V_{CC}^2}{2\left(\frac{n_1^2}{n_2^2}\right)R_L}.$$

Transistori poolt tarbitava võimsuse leidmiseks peame leidma transistorist läbi voolava keskmise voolu. Vool saadakse trafo keskväljavõtte kaudu ja voolab kordamööda poolperioodi kaupa transistoritest läbi. Summaarne vool on seega:

$$i_{1,2}(t) = I_{\max} |\sin(\omega t)|.$$

Seega keskmine DC vool toiteallikast avaldub:

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{1,2}(t) dt = \frac{2I_{\max}}{\pi}.$$

Tarbitav võimsus seega:

$$P_s = V_{CC} I_{DC} = \frac{2V_{CC} I_{\max}}{\pi}.$$

Võimendi efektiivsus avaldub:

$$\eta = \frac{P_L}{P_s} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{2 \left(\frac{n_1^2}{n_2^2} \right) R_L}}{\frac{2V_{CC} I_{\max}}{\pi}}.$$

Asendades V_{CC} ja I_{\max} eelnevatest seostest, jääb efektiivsuseks:

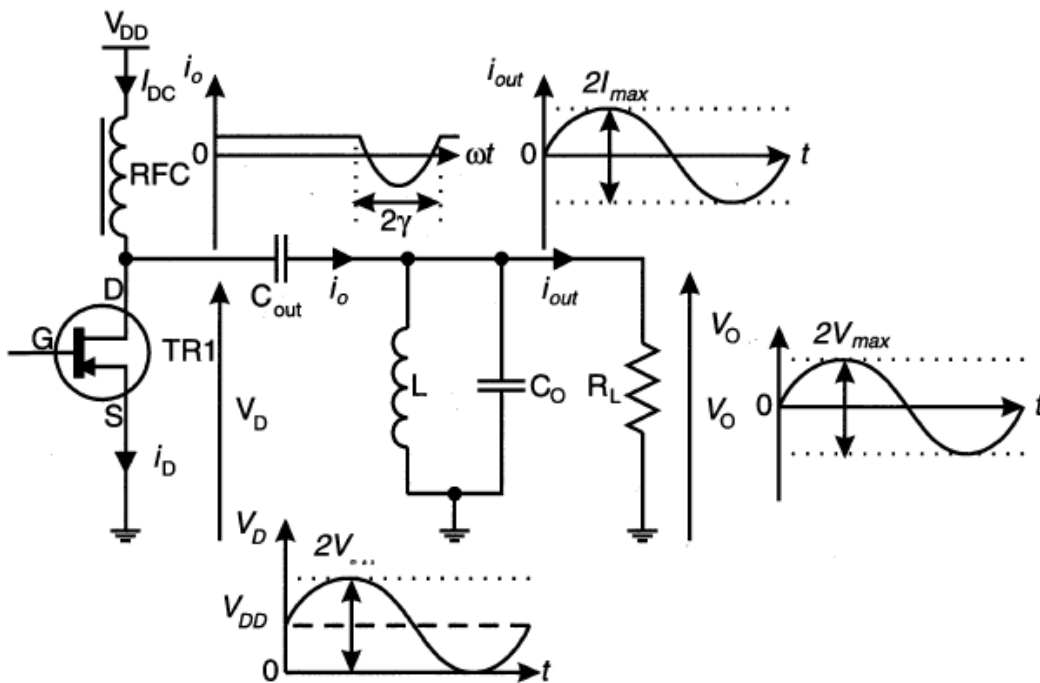
$$\eta = \frac{\pi}{4} = 78.5\%.$$

C-klassi võimendi.

Tööpunkt valitakse nii, et eelvool on 0 rohkem, kui poole signaaliperioodi jooksul, seega on ka moonutused suured.

C-klass jaguneb 2-ks: klassikaline ja segamood.

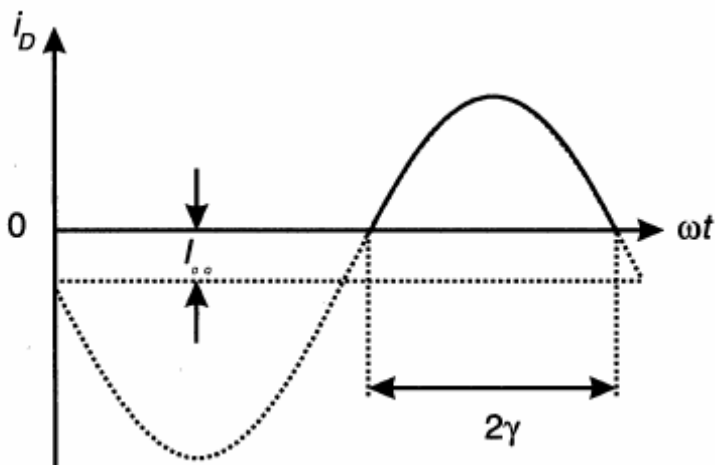
Klassikaline C-klass.



Eelvool:

$$i_D(t) = \begin{cases} I_{DQ} - I_{DD} \sin(\omega t), & I_{DQ} - I_{DD} \sin(\omega t) \geq 0 \\ 0, & I_{DQ} - I_{DD} \sin(\omega t) < 0 \end{cases}$$

Mida suurem on negatiivne I_{DQ} , seda väiksemat osa sisendsignaalist võimendatakse. Seda osa väljendatakse nn juhtivusnurgana γ , kus 2γ on osa perioodist, mil signaal on võimendusreegionis.



Juhtivusnurga seos eelvooluga:

$$-I_{DQ} = I_{DD} \cos \gamma$$

Keskmine neeluvool on leitav: $I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_D(\Theta) d\Theta$. $\Theta = \omega t$

Et seade on juhtiv vaid juhtivusnurgaga kirjeldatud perioodi osa jooksul, siis $\frac{3\pi}{2} + \gamma < \Theta < \frac{3\pi}{2} - \gamma$.

$$I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{3\pi}{2}-\gamma}^{\frac{3\pi}{2}+\gamma} i_D(\Theta) d\Theta \rightarrow I_{DC} = \frac{1}{\pi} (\mathcal{I}_{DQ} + I_{DD} \sin \gamma).$$

Asendades I_{DQ} :

$$I_{DC} = \frac{I_{DD}}{\pi} (\sin \gamma + \gamma \cos \gamma).$$

Toiteallikast tarbitav võimsus:

$$P_s = V_{DD} I_{DC} = \frac{V_{DD} I_{DD}}{\pi} (\sin \gamma - \gamma \cos \gamma).$$

Väljundahelasoleva mahtuvuse ja resonantsahela tõttu on väljundpinge:

$$V_{out} = V_{max} \sin(\omega t)$$

Koormusel tekkiv maksimaalne pinge on:

$$V_{max} = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_D(\Theta) R_L \sin \Theta d\Theta.$$

Et pinge tekib samuti vaid aktiivses regioonis olemise ajal, siis saab eelneva teisendada kujule:

$$V_{\max} = -\frac{1}{\pi} \int_{\frac{3\pi}{2}-\gamma}^{\frac{3\pi}{2}+\gamma} i_D(\Theta) R_L \sin \Theta d\Theta .$$

Asendades $i_D(\Theta)$:

$$V_{\max} = \frac{R_L}{2\pi} (4I_{DQ} \sin \gamma + 2I_{DD} \gamma + I_{DD} \sin 2\gamma)$$

Siin asendades I_{DQ} :

$$V_{\max} = \frac{I_{DD} R_L}{2\pi} (2\gamma - \sin 2\gamma) .$$

C-klassi efektiivsus on suurim, kui pinge muutus on võrdne toitepingega:

$V_{\max} = V_{DD}$, sel juhul avaldub efektiivsus:

$$\eta = \frac{2\gamma - \sin 2\gamma}{4(\sin \gamma - \gamma \cos \gamma)} . \text{an}$$

