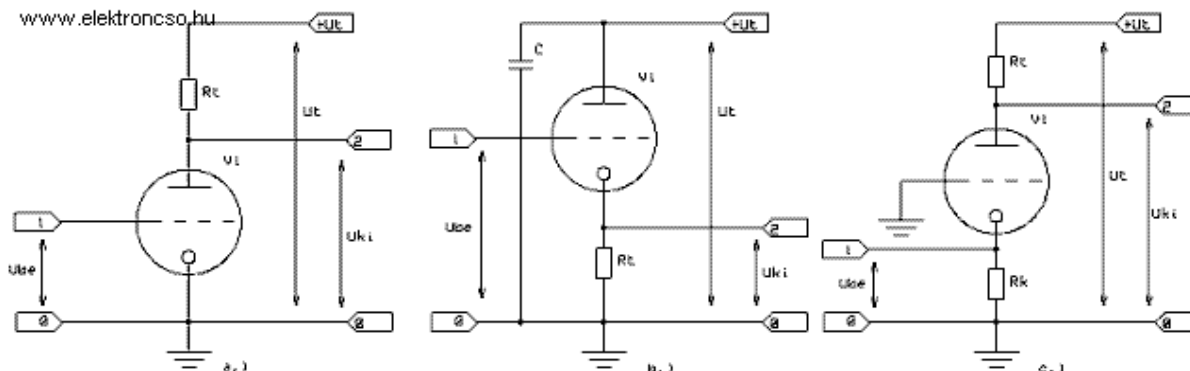




Az elektroncsövek, alap, erősítő kapcsolása. - A földelt katódú erősítő.

Bozó Balázs

Az elektroncsöveket alapvetően erősítő feladatok ellátására használhatjuk, azért mert már a működésénél láthattuk, hogy a vezérlőrácsra adott feszültség hatására anódáram indul. Ennek az áramnak a nagyságát vezérelni tudjuk a vezérlőrácsra adott feszültség nagyságával. Az esetek többségében az így előálló áramváltozásokat feszültség változásokká kell alakítanunk, hogy használni tudjuk, mint feszültség erősítő. Ezt úgy érhetjük el, ha a cső anódkörébe egy úgynevezett munka ellenállást (R_t) iktatunk. A munka ellenálláson áthajtott anódáram feszültség esést hoz létre. Ha a vezérlő feszültség váltakozó feszültségű, a munka ellenálláson eső feszültség is annak pontosan a mása lesz, csak - jó esetben, felerősítve.



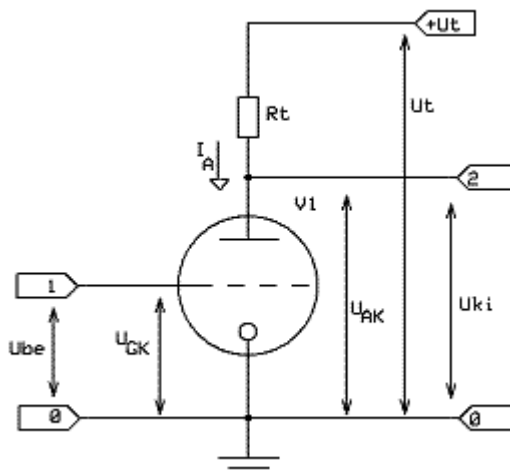
Az ábrán (a.) részlet) látható kapcsolást méltán nevezhetjük az erősítő technika alap kapcsolásának elterjedtsége folytán. Mivel a bemeneti rész két pólusából az egyik a földdel van összekötve. Az erősítő elem katódja is földelt, és a kimeneti rész egyik pólusa is, ezért ezt a kapcsolást **közös katódú** kapcsolásnak nevezik. A közös katódú kapcsolás, vagy **földelt katódú** kapcsolás, feszültség erősítésre használatos. Ennek a beállítási módnak a legnagyobb az erősítése, kevés torzítás mellett. Mint működéséből látható ez a kapcsolás fázist fordít. (Az ábrán nincs feltüntetve a rácselepfeszültséget beállító áramköri részlet, lásd. később, a munkapont beállítása című részben.)

Az ábra szerinti (b.) részlet) kapcsolása az úgynevezett **földelt anódú** kapcsolás, mert a cső anódja váltakozó áramú szempontból földelt, vagy a tápegység kicsi belső ellenállásán, vagy az elegendően nagy kapacitású kondenzátor miatt. Ezt a kapcsolást szokásos még, **katóderősítőnek**, **katódkövetőnek**, **katódcsatolású** erősítőnek, illetve **katódfollower** kapcsolásnak is nevezni. Ezen kapcsolás erősítése általában kisebb, vagy egyenlő mint 1, ezért feszültség erősítésre nem használatos, viszont a bemenete és a kimenete közötti impedancia igen kedvezően alakul, ezért impedancia illesztésre használatos.

Az ábra szerinti (c.) részlet) kapcsolás a **földelt rácús** kapcsolás. Ennek a kapcsolásnak a jellemzője, hogy a cső rácsa földelt. Mivel a bemeneti pontjai a katód és a föld közöttiek, a kapcsolás bemeneti ellenállása viszonylag kicsi, kimeneti ellenállása ezzel szemben nagy. A bemenő és a kimenő kapcsai között a kapacitások kicsik. Ezen tulajdonságai folytán a deciméteres hullámtartományban, működő kapcsolásokban, illetve műszerkapcsolásokban használatos.

A földelt katódú kapcsolás

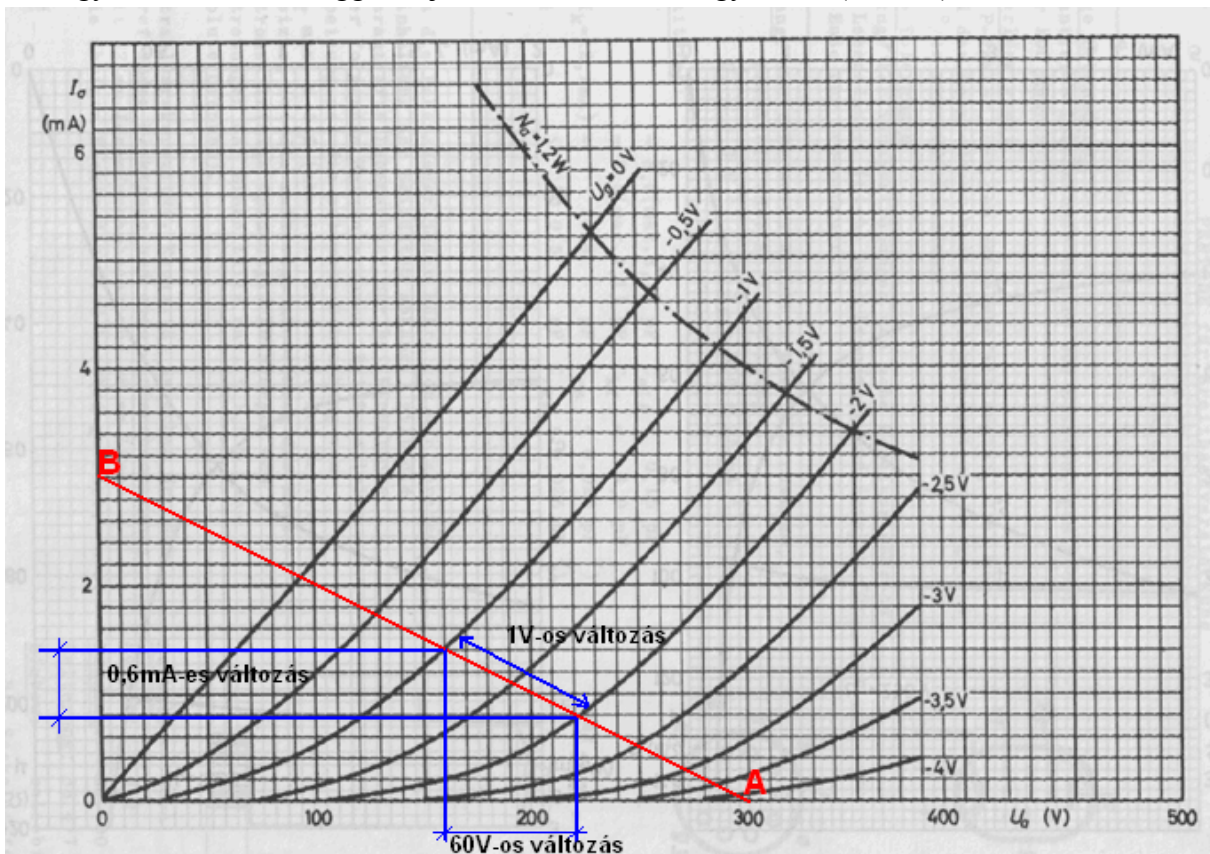
A trióda rácására két feszültségforrás kapcsolódik, az egyik az egyenáramú munkapontot beállító U_{gk0} feszültség, a másik az arra szuperponált





erősítendő feszültség, vagy nevezhetjük vezérlő feszültségnek is. Az anód az U_t tápfeszültség forrásból, az R_t terhelő ellenálláson át kap táplálást. Vezérlőjel nélkül tehát az U_{gk0} által beállított munkaponti feszültség hatására, az anódaáram a munkaponti egyenáramnak megfelelő szintű, és ebből következően, az anód feszültség a munkaponti egyenfeszültségnek megfelelő szintű. Ha a kapcsolás negatív vezérlő feszültséget kap, a trióda anódaárama is csökken, így az U_{ki} feszültség az ellenálláson eső feszültség esés miatt (ami szintén csökken) közelít a tápfeszültség értékéhez. Ha a vezérlő feszültség változása pozitív irányú, a folyamat a másik irányba mozdul el, vagy is a trióda anódaárama nő, ez nagyobb feszültség esést okoz az R_t ellenálláson, ami kisebb feszültséget jelent a kimeneten. Mint látható a kapcsolás a bemenetére adott vezérlőjel változásnak pont az ellenkező irányú változást adja a kimenetén, felerősítve. A kapcsolás tehát 180° -os fázist fordít.

A trióda egy lehetséges elektromos állapotát, munkapontját két változó az U_{AK} és U_{GK} megadásával rögzíthetjük, a harmadik változó (például az anódaáram) értékét a használt cső paraméterei meghatározzák. A lehetséges állapotok tehát kétszeres végtelen sokaságot képeznek. Ha ábrázolni akarnánk egy $(I_A-U_{GK}-U_{AK})$ koordináta rendszerben, háromdimenziós koordináta rendszert kellene használnunk, amelyben a lehetséges munkapontokat kétdimenziós alakzat, úgynevezett karakterisztika felület hordozná. Amikor a triódát földelt katódú kapcsolásban alkalmazzuk, és rögzítésre kerül az U_t és az R_t értéke, nagyban egyszerűsödik a helyzet, mert fenn áll az $U_t = U_{AK} + I_A R_t$ összefüggés. Az elektromos állapotot már csak egyetlen független változó az U_{GK} befolyásolja. A lehetséges munkapontok száma most csak egyszeresen végtelenül sok. A rácsheszültség egyértelműen meghatározza az anódfeszültséget és az anódaáramot. Ezt a kapcsolatot, ami rögzített U_t és R_t estén az anódaáram, anódfeszültség és a rácsheszültség között fennáll, dinamikus karakterisztikának nevezzük. Ebben a kapcsolatban egyetlen független változó van; az I_A , U_{AK} , U_{GK} hármas bármelyikét rögzítve, a másik kettő kiadódik. A dinamikus I_A-U_{AK} görbét az előzőekben már egyszer felírt összefüggés adja: $U_t = U_{AK} + I_A R_t$ vagyis: $I_A = (U_t - U_{AK}) / R_t$.





Nézzük meg ezt egy gyakorlati példán keresztül. A példában az E83CC kettőstrióda egyik felét használjuk. A munka egyenes megrajzolásokor csak az Ohm törvényre van szükségünk, mivel az R_t sorosan kapcsolódik a triódával. Tehát rögzítsük az U_t tápfeszültségét 300V-ban majd az R_t értékét 100k-ohmban. (Mindkettő érték, ennél a csőnél szokásos értékek.) Ekkor a munka egyenes A pontja az $I_A=0\text{mA}$ és az $U_A=300\text{V}$ -nál lesz. A B pontja az Ohm törvénynek megfelelően ($U/R=I$) $300\text{V}/100\text{k}=3\text{mA}$ -nél lesz. Bárhogyan is változik a rács feszültsége, az egyenáramú munkapont a munka egyenesen csúszik végig, nem tudja azt elhagyni (A és B pont között csúszkál). Egy adott rácsfeszültségértéknél a munkapontot a munka egyenes és a megfelelő U_{GK} -hoz tartozó karakterisztika metszéspontja adja.

Jelen példában a munkapont a munka egyenes és a -1,5V-os karakterisztika vonal metszéspontjába adódik. Az is leolvasható az ábráról, hogy a rácsra adott 1V-os feszültség hatására ($U_{GK}=-1,5\text{V}\pm 0,5\text{V}$ vagy is $-2-(-1)=1$) az R_t -re létrejövő feszültség változás éppen 60V-os lesz (220V-160V), míg az I_A változása 0,6mA (1,4mA-0,8mA).

Sajnos a trióda nem teljesen lineáris eszköz, így a vele megvalósított erősítő sem tud lineáris lenni. Emiatt az erősített jel nem csak amplitúdójában tér el az eredetitől, hanem felharmonikusok keletkeznek, megváltozik a feszültség idő függvény, torzítás jön létre. A trióda felhasználásának többségében az erősítendő jelek annyira kicsik, hogy a keletkező torzítás nem számottevő. Ha vezérlőjel olyan kicsi, hogy a munkapont még a szélső helyzetekben is a karakterisztika egyenesnek tekinthető szakaszán marad, kisjelű működésről beszélhetünk, különösebb torzítás nem keletkezik. A kisjelű erősítő dinamikus karakterisztikáját egyenesnek tekintjük, és a valóságos görbe munkaponton áthúzott érintőjével közelítjük. (Más szavakkal: a karakterisztikát a munkapontban Taylor-sorba fejtjük, s a lineárisnál magasabb rendű tagokat elhanyagoljuk: $U_{AK}\approx U_{AK0}+(dU_{AK}/dU_{GK})\Delta U_{GK}$.) A dinamikus paramétereket, mint a dinamikus karakterisztikák differenciálhányadosait definiáljuk, így az erősítés $A= dU_{AK}/dU_{GK} |_{R_t, U_t}$, a dinamikus meredekség, $S_d= dI_A/dU_{GK} |_{R_t, U_t}$, valamint a $dU_{AK}/dI_A=-R_t$. A kapott A, S_d , R_t dinamikus paraméter hármas, hasonló a statikus paraméterek hármasához. A dinamikus paraméterek nem függetlenek egymástól; kapcsolatuk formális hasonlóságot mutat a Barkhausen-összefüggéssel: $A= dU_{AK}/dU_{GK}= (d/dU_{GK})(U_t-I_A R_t) = -R_t(dI_A/dU_{GK})$, tehát $A=-S_d R_t$. Tehát megfogalmazva az **erősítés** az anódfeszültség és a rácsfeszültség megváltozásának hányadosa. Nevének megfelelően megadja, hogy hányszor nagyobb a kimeneti feszültség (U_{ki}) a bemenetnél (U_{be}). A **dinamikus meredekség** az anód váltakozó áramnak a rács váltakozó feszültségtől való függését írja le. Ahogyan a dinamikus karakterisztika is megszerkeszthető a statikusból, úgy az egy munkapontra vonatkozó dinamikus paraméterek is meghatározhatók az illető munkapont statikus csőtényezőiből. (Elvégezve a deriválást és a szükséges egyszerűsítéseket) $A=-S\cdot R_b\otimes R_t$. (A \otimes -jel a replusz művelet szabványos jele. A replusz művelet jelentése: $(R_b\cdot R_t)/(R_b+R_t)$ erősségét tekintve erősebb, mint a \cdot vagy az $/$ művelete.) vagy $A=-\mu\cdot(R_t/R_b+R_t)$. Ezekből az összefüggésekből levonható az a következtetés miszerint az erősítés növekvő terhelő ellenállással nő, de mindig alatta marad a μ erősítési tényezőnek. Növekvő R_t -vel azonban nem csak I_A , hanem S is csökken, és $R_t=\infty$ -nél lesz zérus. A negatív előjel a rács és az anód váltakozó feszültség ellentétes fázisára utal.

A fenti példához visszatérve az erősítése $A= U_{ki}/U_{be}$ alapján számolható, tehát $A=-60\text{V}/1\text{V}$ azaz $A=-60$. (A mínusz itt is az ellenkező fázisra utal.) Az erősítés dB-ben kifejezve tehát $A_{[dB]}=20\cdot\log(U_{ki}/U_{be}) = 20\cdot\log(|-60|) = 35,56\text{dB}$.

A torzítások.

A torzítások mértékét gyakran egyetlen számértékkel, a felharmonikusok effektív értékével és az alapharmonikus effektív értékének hányadosával adják meg. Ez a torzítási tényező, népszerűbb nevén Klirfaktor. $k=\sqrt{(U_2^2+U_3^2+\dots+U_n^2)}/U_1$. A Klirfaktor azonban nem jellemzi



teljesen a torzítást, bár használata kényelmes, mert egy számban jól megadja azt. Ugyanis különböző torzításokhoz azonos Klirfaktor tartozhat.

Vizsgáljuk most meg a torzítás szempontjaiból a kapcsolást. A vezérlő feszültséget szinusz generátor szolgáltatja $U_{be}=2V_{cs-cs}$. A munkapont a munka egyenes és az $U_g=-1V$ -os karakterisztika metszés pontjában. A vezérlő szinusz hullám felső vagy pozitív sapkájában a vezérlő feszültség tehát csúszván a munka egyenesen az $U_g=0V$ -os karakterisztika metszés pontjába jut. Az erősítés itt $(170-94)/1=76$ lesz. Mint látható nem teljesen azonos a korábban kiszámolt értékkel, nagyobb annál. A szinusz hullám alsó sapkájában is elvégezve az előbbieket $(220-170)/1=50$ -et kapunk. Mint látható a trióda és jelen esetben az E83CC (Az E83CC az ECC83-tól abban különbözik, hogy javítottak a paraméterein és hosszabb élettartamú) erősítése látványosan nem lineáris. A kimeneti szinusz hullám kissé húzott lesz, felül, és nyomott lesz alul. Ez a fajta torzítás természetes, az emberi fül számára kellemes, második harmonikus torzítást okoz, ezt nevezi a köznyelv „csöves” hangnak, vagyis kellemes „meleg” illetve „telt” hangzásnak. Mind ez számokkal kifejezve $K_2\%=(76-50)/(2 \cdot (76+50)) \cdot 100 = 10,31\%$. Ha a torzítás vizsgálatot átszámítjuk a kisebb bemeneti feszültségre, láthatjuk, hogy a torzítás is kisebb lett. Ha a vezérlő feszültséget tovább növeljük, és elérkezünk a pozitív rácsfeszültségű tartományba, a torzítások hirtelen nagyon megnövekednek. Ekkor a rács pozitív töltése nem tartja távol az elektronokat magától a rácstól, és bele ütköznek, ami áramot indít a katód és a rács között, is. Ekkor a rács és katód viszonyát diódaaként kezelhetjük. Ha a triódát meghajtó generátor ellenállása nagy ($1-2M\Omega$), a pozitív bemenő feszültség nem tudja, a diódaaként vezető, néhány $k\Omega$ ellenállású vezető, rács-katód kapcsok potenciálját jelentősen megnövelni. Ha a bemenetre szinuszos jelet vezetünk a kimeneti szinuszos jel úgy torzul, hogy az alsó sapkák csúcsait levágja ahogyan a képen is látható.

Ha a munkapontot eltoljuk most a másik irányba, és a bemenő jel továbbra is szinuszos, a bemeneti szinusz hullám negatív, vagy alsó sapkájának csúcsa a kimeneti jelben levágásra kerül, hiszen az elektroncső elérte a határait. Ez a fajta torzítás páratlan (tehát a kimenőjel pozitív, vagy felső szinusz sapkája torzult) felharmonikusokat termel 3. és 5.-et, valamint természetesen magasabb rendűeket is, bár azok nincsenek figyelemre érdemes amplitúdóval jelen. Ez a fajta torzítás a gyakorlatban a gitár erősítők kedvelt effektje, mert fémes érdes hangzást ad (heavy metal számára fúzz, vagy bite néven ismert) a páratlan felharmonikusoknak köszönhetően.

Ha ismét középre helyezzük a munkapontot ($U_g=-1,5V$) és addig növeljük a szinuszos feszültséget a bemeneten, hogy a kimeneti szinusz feszültség mindkét sapkája csonkolódjon, egyszerre hozhatunk létre páros és páratlan harmonikus torzítást is. Ezt a túlvezérlési torzítást a gitárerősítőkben overdrive effektusként használatos.

A trióda mint teljesítmény erősítő.

Az eddigi példákban a trióda illetve a földelt katódú kapcsolás, mint kisjelű erősítő jelent meg. A gyakorlatban azonban a kisjelű működés mellett egy erősítő kimenetére nagyobb teljesítmény igényű fogyasztó csatlakozik. Az erősítő utolsó fokozatának teljesítmény erősítő feladata szokott lenni. Az eddig tárgyaltakban a R_t munka ellenállás kettős szerepet kapott, egyrészt beállított a trióda egyenáramú munkapontját; másrészt felhasználta a felerősített váltakozó áramú energiát. A teljesítmény erősítő kapcsolásban a munka ellenállás eddigi két szerepét különválasztják. Általában a terhelő ellenállást a triódás erősítőhöz transzformátorral illesztik a trióda anódköréhez.

A lineáris generátoroknál az ismert módon maximális teljesítményhez tartozó terhelő ellenállás $R_{opt}=R_b$ és a maximálisan kivehető teljesítmény $U_0^2/4R_{opt}$, a generátor forrásfeszültségével bármekkorára beállítható. A triódánál ez a feltétel nem igaz.

A trióda lineáris működése korlátozott. A felhasznált tápfeszültség és az U_{AK0} és az I_{A0} munkaponti feszültség és áram által meghatározott $P_D=U_{AK0}I_{A0}$ disszipációs teljesítmény a



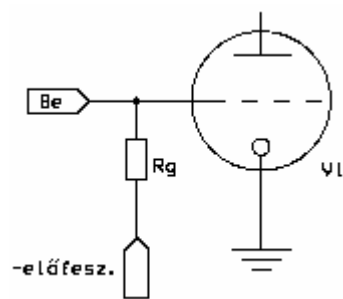
cső anódján hővé alakul. A cső konstrukciós kialakítása miatt csak korlátozott hőmennyiséget képes a környezet felé elsugározni. Ez a P_{Dmax} , ami kötött. A katód kialakítása és tulajdonságai meghatározzák az I_{Amax} maximális anóáramot, az anód katód átütés veszélye az U_{AKmax} korlátot jelenti. Ha a terhelési határt ábrázoljuk az I_A-U_{AK} koordináta rendszerbe (pontvonal $N_a=1,2W$ jelöléssel), akkor megkapjuk a cső teljesítmény hiperboláját, vagy disszipációs hiperboláját. Alapvető feltétel szokott lenni, hogy nem engedünk meg rácsáramot, tehát a pillanatnyi munkapont legfeljebb az $U_{GK}=0$ görbéig mozoghat az I_A-U_{AK} síkban. Ezt a közelítő egyenest az $I_A=U_{AK}/R_b$ egyenlettel fejezhetjük ki.

Ha tehát $I_{Amax}=2I_A$, és $I_{min}=0$, akkor $U_{min}=2I_{A0}R_b$. Ebből a kiadott teljesítmény: $P=I_{A0}(U_{AK0}-U_{min})/2$, illetve $2P=I_{A0}U_{AK0}-2I_{A0}^2R_b$. A $dP/dI_A=0$ feltételből eredően $U_{A0}=4I_{A0}R_b$, tehát $R_{topt}=2R_b$. A legnagyobb kivethető teljesítmény $P_{max}=U_{AK}^2/16R_b$, vagy $P_{max}=PD_{max}/4$ tehát az egyenáramú – váltakozó áramú átalakítás hatásfoka, $\eta=0,25$ vagy is 25%-os. (Ez az „A”-osztályú erősítő maximális hatásfoka)

A munkapont beállítása.

Az előbbieken láttuk és megtárgyaltuk a munkapont jelentését és szerepét, de nem láttuk, azt hogy hogyan állítható elő. A rácselőfeszültséget meglehetősen változatos formában állíthatjuk elő, illetve juttathatjuk el a rácusra.

Fix rácselőfeszültség. (Fixed Bias)

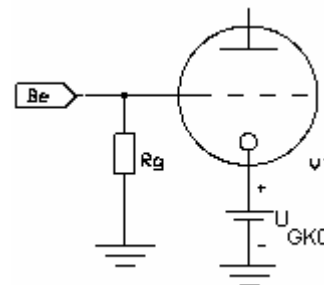


A legkézenfekvőbb megoldás az, ha a munkaponti feszültséget szolgáltató telep egy illesztő ellenálláson keresztül kapcsolódik közvetlenül a rácusra. Ezt a fix rácsfeszültség beállítást ritkán alkalmazzák néhány kényelmetlen tulajdonsága miatt. A telep feszültség változásával a munkapont vándorol, ha elemről van szó, a lemerült elem 0V-os ($U_g=0V$) munkapontot állít be, ami tartósan a teljesítmény csöveknél éppen tönkremenetelt is okozhat. Mégis pont a teljesítmény csöveknél elterjedt a megoldás, csak éppen külön tápegységről és nem elemről. Itt is érdemes odafigyelni a beállítására használt potenciométer

minőségére, mert ha kontakthibás az alkatrész, könnyedén nem kívánt torzítást, zajt visz be a felerősített jelbe. További hátránya, hogy a bemenetet le kell választani, hiszen a meghajtó generátort az előfeszültség telep söntöli, belső ellenállásával terheli. Ezért ilyen megoldásoknál a vezérlő feszültséget transzformátoron keresztül kapcsolják a bemenetre.

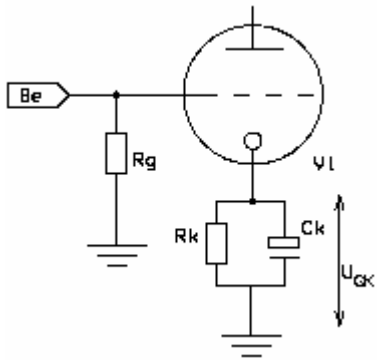
A katód rácsfeszültség. (Cathode bias)

Ebben a megoldásban a rácselőfeszültséget beállító telep a katódkörbe kerül. Ez azzal az előnnyel jár, hogy a bemeneti kör nem terhelt a teleppel, illetve azzal a hátránnyal jár, hogy a katód áram átfolyik az előfeszültséget beállító telepen. HiFi erősítőkben, ahol a tápegységek zavaró hatásait igyekeznek ezzel a megoldással távol tartani, kicsi L-ion akkumulátort használnak ilyen célra, ahol a katód áram tölti is a cellát. Nagy áramú csöveknél természetesen ez a megoldás járhatatlan, ott az ezt megelőző megoldást, a fix rácselőfeszültséget használják.



Az automatikus rácselőfeszültség. (Self bias, automatic bias)

Az automatikus rácselőfeszültséget a cső katód körébe iktatják. Az előző megoldáshoz hasonlóan. A katód ellenálláson átfolyó katód áram hatására eső feszültség pozitívabbá teszi a cső katódját, mintegy megemeli azt, és így ha a rácusra eljut a földpont potenciálja, ott



kialakulhat a katódhoz képest a negatívabb feszültség. Ezt a rácslévezető ellenállással oldhatjuk meg. A katód ellenálláson eső feszültséget célszerűen pont akkorára választjuk amekkora a munkapont beállításához szükséges rácslőfeszültség értéke. $R_K = U_{GK0} / I_{K0}$. Ha az előző példában vizsgált kapcsolást szeretnénk ilyenellátni, akkor az $R_K = 1,5V / 1,2mA = 1250$ -al. Ez a kapcsolás technika azonban számos problémát is felvet. Mert ha váltakozó jelet kapcsolunk a bemenetre észrevehető, hogy a katód ellenálláson eső feszültség annak arányában nő, ahogy a vezérlés hatására megindul az anódáram, illetve a katód árama. Vagyis a változásnak

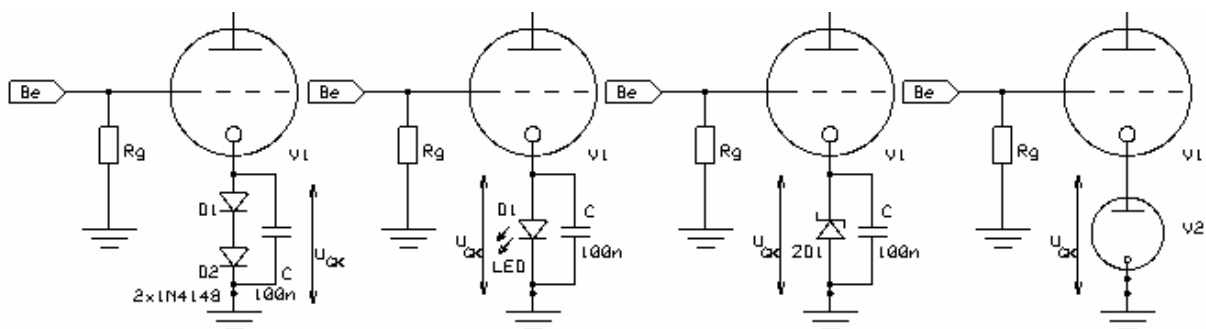
igyekszik ellenállni. Ez mintegy negatív visszacsatolásnak tekinthető, és mint ilyen csökkenti az erősítés mértékét. Ezt elkerülendő a katódot illik váltakozó áramú szempontból a földre húzni egy katód kondenzátorral (C_k), ami a váltakozó áram számára rövidzárként viselkedik. Meg kell említeni, hogy a katód ellenállás hatására a tárgyalt U_{AK} és az I_A koordináták eltolódnak, hiszen az R_K -n eső feszültség csökkenti a maximális anód feszültséget és korlátozza a maximális anódáramot. Igaz ezek normál körülmények között nem jelentősek az általában több száz voltos anód feszültséghez képest.

Minden megoldás esetében, ha a meghajtó, tehát a vezérlést adó generátor kimenete egyenfeszültségre szuperponált váltakozó feszültséget szolgáltat (tipikusan ilyen az előző erősítő fokozat) meg kell akadályozni, hogy az egyenfeszültség a cső rácására kerüljön, hiszen elállítja a cső munkapontját. Erre szolgál a C_g csatoló kondenzátor. Ezt a kondenzátort azonban a rác áram, még ha kicsi is, feltöltené és az így keletkezett egyenáram, szintén eltolná a munkapontot, így azt egy rácslévezető ellenállással akadályozzuk meg.

A rácslévezető ellenállásnak olyan értékűnek kell lennie, hogy a munkapontot jelentősen ne tolja el, és a meghajtó generátort ne terhelje. Értékét a várható rácáram határozza meg E83CC esetében ez katalógusa szerint 330KΩ lehet. Valójában kisjelű triódáknál 0,5-1MΩ nagyságrendű szokott lenni. Teljesítmény csöveknél azonban ennél sokkal fontosabb az értéke, mert jelentősen befolyásolja a cső öregedésekor fellépő, esetleg jelentős rácáram.

A diódás katód rácslőfeszültség beállítása

Ez a módszer mostanában elterjedt megoldású. A lényege abban áll, hogy az R_k katód ellenállás helyett egy diódát kapcsolnak sorba a katóddal. Általában sima jeldiódát (mint az 1N4148) vagy LED-et szokás, illetve zener diódát, de lehetséges más vákuum csöves diódát is. A félvezető diódák drop feszültsége közel konstans értékű a P és N átmenettől függő érték. Kismértékben a hőmérséklet hatására növekszik. Ez kb. 0,6V szoba hőmérsékleten, illetve 1,6V-4,5V-ig terjedhet LED esetében. A dióda viselkedés szempontjából váltakozó áramúlag rövidzárként viselkedik, így nincs szükség hidegítő kondenzátorra. A másik fontos tulajdonsága, hogy a hidegítő kondenzátor elmaradása miatt nincs fázis módosító hatás, ami



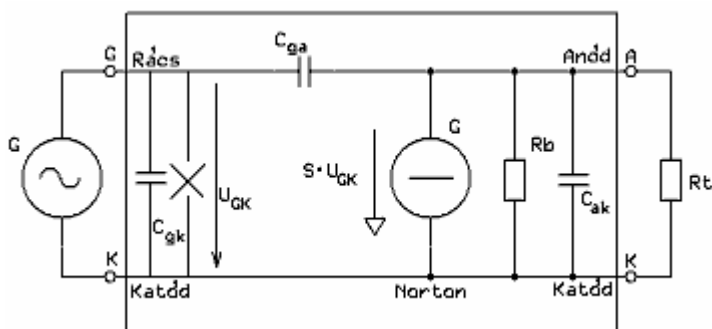
rontaná a visszacsatolás hatásosságát. A félvezető diódás megoldások esetén a diódát egy



hidegítő kondenzátorral söntölni kell, hogy a ki-be kapcsolási zaját a diódának elnyomjuk. Ez lehet egy 100nF-os kerámia kondenzátor. Ez a zaj azonban hideg, félvezetős hangot eredményez. Ha a félvezető diódát lecseréljük vákuumdiódára mentesülünk ettől a félvezetős hangtól, a diódás előfeszültség beállítás előnyeit megtartva. Természetesen ilyenkor nincs szükség a 100nF-os hidegítő kondenzátorra sem.

Az erősítő váltakozó áramú helyettesítő képe

Ahhoz, hogy a számításokat egyszerűsítsük és modellezzük az elektroncsöves erősítőt célszerű lineáris áramköri elemekből felépíteni. (ellenállás, generátor stb.) Az erősítő



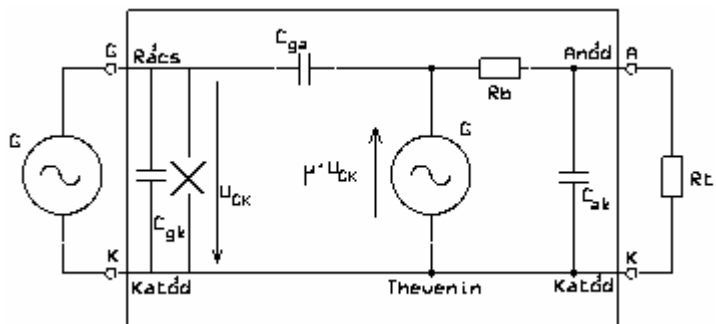
helyettesítő képét egy olyan áramkör adja, ami az erősítőt egy leegyszerűsített, jelen esetben csak váltakozó áramú működés szempontjából helyettesíti és alkatrészeiben csak lineáris elemeket tartalmaz. (pl. a trióda nem lineáris elem) Az így kapott áramkör azután a villamosságtan lineáris hálózat analízis módszerével

vizsgálható. Az áramkört rajzoljuk át ennek megfelelően, csak váltakozó áramú szempontból. Nyugodtan elhagyhatjuk a munkapontot beállító alkatrészeket, és az sem baj ha a kapott kapcsolás az egyenáramú működést nem tükrözi. A lineáris hálózattal történő helyettesítés természetesen csak addig használható ameddig a működés a karakterisztika lineárisnak tekinthető részén belől marad.

A trióda helyettesítő képét tehát kezdjük a rácskörrel. Mivel a trióda feszültséggel vezérelhető elem addig ameddig a rács feszültsége negatív tartományban van, a rács áram közelítően nulla, a bemenet szakadásnak fogható fel. Ha a kimenetről leválasztjuk az R_t-t egy egyszerű generátor ellenállás hálózattá redukálható a kapcsolás. A generátor viszonyai az $R_b S U_{gk} = \mu U_{gk}$ egyenletből számolható.

Nagyobb frekvenciákon a kapcsolást ki kell egészítenünk az elektródákon fellépő kapacitásokkal.

A helyettesítő kép alapján az erősítés tehát $A = \mu R_a / (R_a + r_a)$, ha az R_k kondenzátorral hidegített, és $A = \mu R_a / (R_a + r_a + R_k(\mu + 1))$, ha nem a kondenzátor hiánya okozta negatív visszacsatolás miatt.



A bemeneti impedancia

Az erősítőt a helyettesítő képnek megfelelően most már egyszerű módszerekkel vizsgálhatjuk. Mint ismeretes a cső rácsáram mentes vezérlésekor nincs szükség vezérlő teljesítményre, ez csak részben igaz. Ez az impedancia rendszerint igen nagy, és ezért a vezérlésére még is teljesítményre van szükség még, ha az csak pár μ W-is. Ezt a bemenő impedanciát a rácslevezető ellenállás értéke, a katód és a rács közötti kapacitás, amely rendszerint 1-2pF alacsony frekvenciákon elhanyagolható de magasabb frekvenciákon $X_C = 1/\omega C$ szerint érvényesül. A bemenő impedancia másik kapacitív komponensét az elektroncső rács-anód kapacitása következtében létrejövő úgynevezett Miller-effektus idézi elő. Egyfokozatú erősítőben a rács és az anód között a rács-anód kapacitás $Z_{be} = (1/j\omega C_{ga}) / (1-A) = 1/j\omega C_{ga}(1-A)$ bemenő impedanciát idéz elő. Abban az esetben ha az erősítő bemenő és kimenő jele



pontosan ellenfázisban van (tisztán ohmos anód munkaellenállás) és így az A negatív szám és a bemenő impedancia kapacitív. Ezt a kapacitást Miller-kapacitásnak nevezzük. A Miller-kapacitás hatására a cső rács és a katódjá között látszólag a rács-anódkapacitás 10-200 szorosa jelenik meg az erősítés nagyságától függően. (A pentódák esetében a rács-anód kapacitás igen kicsiny így a Miller-kapacitás jelentősége elhanyagolható.)

Ebből látható, hogy a bemeneti impedancia valós részét adja a rácslevezető ellenállás így írható, hogy $R_{be}=R_g$, illetve $C_{be}=C_{gk}+(C_{ga}\cdot A)$;

A kimenő impedancia

A bemenő impedancia mintájára a kimenő impedancia $Z_{ki}=R_a\otimes r_a$, ha a katód ellenállás kondenzátorral hidegített, és $Z_{ki}=R_a\otimes(r_a+R_k(\mu+1))$, ha nem.

Az erősítő frekvencia átvitele – sávszélessége.

A legmagasabb erősítést az $\omega_0=1/(LC)$ rezonancia frekvencián kapjuk, értéke $A_{u0}=SR$ (valós mennyiség) Az $R^2\sqrt{(\omega C-1/\omega L)^2}=1$ egyenlet által meghatározott frekvenciákon az A_u erősítés a maximális érték $\sqrt{2}$ -ed részére csökken (3dB-es csökkenés) A két frekvencia közé eső frekvencia sávot az erősítő sávszélességének nevezzük. Átrendezve és egyszerűsítve tehát $\omega_1-\omega_2=1/RC$, vagy is $\Delta f=f_1-f_2=1/2\pi RC$. Az alsó határfrekvenciát az alábbi egyenletből határozhatjuk meg $f_{alsó}=\sqrt{(1+(R_k(\mu+1)/2+(R_a+r_a)+0,5R_k(\mu+1)))/2\pi R_k C_k}$. Ha $R_a+r_a > R_k(\mu+1)$ -nél akkor az összefüggés egyszerűsödik: $1/2\pi R_k C_k$ -re. Az egyenletet átrendezve, kiszámíthatjuk a szükséges C_k kapacitás nagyságát. Ha az alsó határfrekvenciát mondjuk jóval a hallható frekvencia alsó határa (20Hz) alá választjuk, legyen 5Hz, az alábbiak szerint számolhatunk: $C_k=1/2\pi R_k C_k = 1/2\cdot\pi\cdot 1,5k\cdot 5Hz = 21\mu F$. Az itt megtárgyalt képletek csak közelítő jellegűek és alacsonyabb frekvenciákon teszik számolhatóvá az erősítő kapcsolást. Nagyobb frekvenciákon figyelembe kellene venni, továbbá az elektróda kivezetések induktivitását, amelyek közül a legfigyelemre méltóbb a katódkivezetés induktivitása, amelyen az átfolyó katódáram feszültség esést okoz. Ez vektorosan levonódik az U_{be} feszültségből, ami így a meghajtó generátort terheli. (pl. 25mm hosszú és 2,5mm átmérőjű huzal induktivitása $0,015\mu H$. Ez 500MHz frekvencián már 47Ω impedanciát jelent. (Ezen megfontolásból alakították ki például a GU50 adó pentóda katód lábát vastagabbra, mint a többi kivezetést és ez más adócsöveknél is megfigyelhető)

A frekvencia további növelésével figyelembe kellene még vennünk az elektronok repülési idejével összefüggő hatásokat, amiktől ebben a cikkben eltekintek.

Felhasznált irodalom

Valkó Iván Péter: Elektroncsövek és félvezetők (Tankönyv kiadó Bp. 1974 ISBN 963170727X)

Valve Wizzard: Understanding the Common-Cathode, Trióda Gain Stage.

Tarnai Kálmán: Elektroncsöves kapcsolások. (Műszaki könyvkiadó Bp.1959)

A.M. Boncs-Brujevics: Elektroncsöves kapcsolások fizikai vizsgálatokhoz (Műszaki könyvkiadó Bp. 1962 ETO: 621.38.53.07)

Valvo Handbuch 1963: E83CC 139.oldal.