

Kapcsolóüzemű modulátorerősítő átviteli karakterisztikájának vizsgálata

ETO 621.375.012:621.376

Az utóbbi időben újra előtérbe került a kapcsolóüzemű („D” osztályú) erősítés régóta ismert elve [1]. Ez elsősorban a félvezető kapcsolóeszközök gyors fejlődésének tulajdonítható. A jó hatásfok viszonylag kis méretű és súlyú, kW-os teljesítményszintű tranzisztoros erősítők realizálását is lehetővé tette [2], [3].

Előnyösnek látszik a kapcsolóüzemű erősítők alkalmazása a nagy szinten modulált A3 üzemmódú adóberendezések hangfrekvenciás végfokozataiban is. Mivel az üzemeltetési költség jelentős része az energia-költség, várhatóan megtakarítást érhetünk el a fenti erősítőtípus felhasználásával. Ha azonban részletesebben megvizsgáljuk a működési viszonyokat, kiderül, hogy csak a transzformátoros csatolású kapcsolóüzemű modulátorral rendelkező adók hatásfoka nagyobb a hagyományos adóberendezéseknél [4], [5]. Az egyenáramúlag is csatolt, soros elrendezésű modulátor 1–2 százalékkal még csökkenti is az eredő hatásfokot. Ez fizikailag annak a következménye, hogy a 100%-nál kisebb hatásfokú modulátor állítja elő a rádiófrekvenciás végerősítő számára szükséges egyteljesítményt. Az átlagos modulációs szint pedig a szokásos programok esetében igen alacsony, s így az eredő üzemi hatásfok kisebb lesz. Egyéb tulajdonságai következtében azonban mégis a soros modulátor tört be elsőként az adóberendezések területére [6].

A soros modulátor legfőbb előnye a modulátorkör nagysúlyú, -térfigatú és drága reaktáns elemeinek (moduláló transzformátor, fojtó) elhagyása, az alakhű jelátvitel [4], az egyenáramú csatolás (ami egyszerű elektronikus megoldású vivőszintszabályozást tesz lehetővé) és a klasszikus adóhoz viszonyítva ki-

sebb hűtésigény. Ez utóbbi nem mond ellent annak, hogy az eredő átlagos hatásfok nem javult. Nagy modulációs mélység esetén ugyanis a hatásfok jobb az ellenüzemű B-osztályú modulátorral rendelkező adónál. Ez látható az 1. ábrán (szinuszos moduláló jelre), a [4]-ben közölt összefüggések alapján számítva.

Bár jelenleg több nagyteljesítményű adóberendezést is soros kapcsolóüzemű modulátorral ellátva hoznak forgalomba [6], tudomásom szerint nem jelent meg részletes közlemény a felmerülő problémákról. Ezek közül egyikkel — az átviteli karakterisztika vizsgálatával — foglalkozik ez a tanulmány.

1. Az ohmos ellenállások hatása

Az elektroncsöves soros „D”-osztályú erősítő kapcsolási rajzát a 2. ábra tünteti fel (nagy szintű modulátorként egyelőre csupán ez az áramkör jöhet számításba).

A működést nem részletezzük, leírása megtalálható pl. [7], [8]-ban. Az átviteli karakterisztika [azaz $U_R(k)$] a következő egyszerű összefüggéssel adható meg:

$$U_R(k) = kU_T \quad (1)$$

Ez csak ideális kapcsolók (zérus kapcsolási idő és maradékfeszültség) és veszteségmentes szűrőkör esetén érvényes.

Kissé pontosabb közelítés adódik a soros veszteségi ellenállások (illetve maradékfeszültségek) figyelembevételével [7], [8].

$$U_R(k) = kU_T \frac{R}{R + R_L + kR_V + (1 - k)R_D} \quad (2)$$

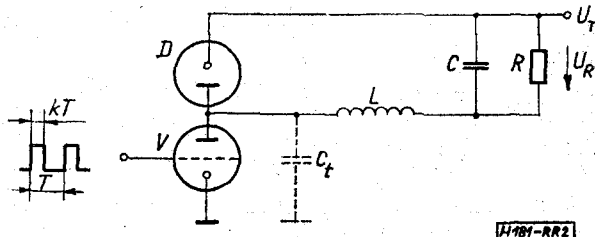
Itt: R_L — a szűrőinduktivitás soros ellenállása,

R_V — a vezető kapcsolócső ellenállása,

R_D — a dióda nyitóirányú ellenállása.

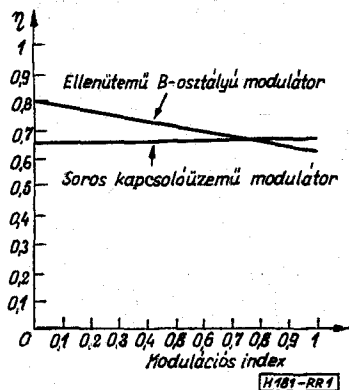
A (2) kifejezés a következő feltételezésekkel vezethető le:

$$a) R \gg \frac{1}{\omega_p C} \quad \omega_p = \frac{2\pi}{T}$$



2. ábra. Elektroncsöves soros D-osztályú erősítő

Beérkezett: 1973. VII. 13.



1. ábra. Különböző típusú modulátorral rendelkező adók hatásfoka a modulációs index függvényében

b) $R_V; R_D; R_L \ll \omega_p L$

c) $\omega_p L > \pi R$

d) $t_f; t_1 \ll T$

t_f — V anódfeszültségének felfutási ideje,

t_1 — V anódfeszültségének lefutási ideje.

Részletesebb magyarázatot csupán a e) feltétel igényel. Abban az esetben, ha ez nem teljesül, a szűrőinduktivitás árama a periódusidő egy részében zérusra csökkenhet egy kritikus kitöltés alatt. Ekkor $U_R(k)$ nagyobb lesz, mint amekkora (2)-ből következne. A kitöltési tényező kritikus értéke

$$k_{krit} = 1 - \frac{\omega_p L}{\pi R} \quad (3)$$

2. A véges átkapcsolási idők hatása

Az átviteli karakterisztikát lényegesen befolyásolják a zérustól különböző kapcsolási idők. A kapcsolási idők nagysága két tényezőtől függ; ezek:

- a közös anódpontot terhelő parazita kapacitások (a 2. ábrán szaggatott vonallal feltüntetve),
- a meghajtó impulzussorozat fel- és lefutó éleinak meredeksége.

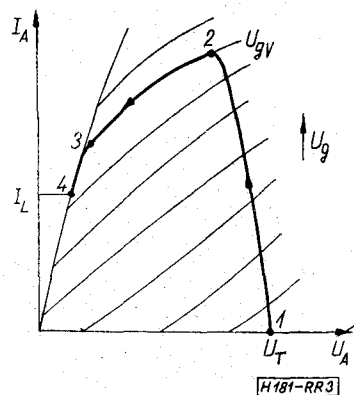
A második tényező hatása megfelelően tervezett meghajtás esetén elhanyagolható. A parazita kapacitások hatásának kiküszöbölése már nehezebb feladat. Viszonylag egyszerű a helyzet a bekapcsolás alatt. A lezárt cső anódján jó közelítéssel U_T feszültség van, erre a szintre töltődik fel a C_t terhelő kapacitás is. A bekapcsolás pillanatában a cső ezt a kapacitást tölti a vezérlés által megengedett árammal. Trióda esetén a cső munkapontjának mozgását a kimeneti karakterisztikában a 3. ábra mutatja be.

A munkapont pályája három szakaszra bontható. Az első szakaszon (1–2) a többihez képest nagyon gyorsan halad keresztül. A bekapcsolási idő domináns része alatt a munkapont a 2–3 szakaszon tartózkodik. A 3–4 pontok között ismét gyorsan keresztül fut. Mivel a teljes idő a cső U_{gV} vezetéssel növelésével igen kis értékre csökkenthető, ezért a továbbiakban a bekapcsolási idő hatását figyelmen kívül hagyhatjuk.

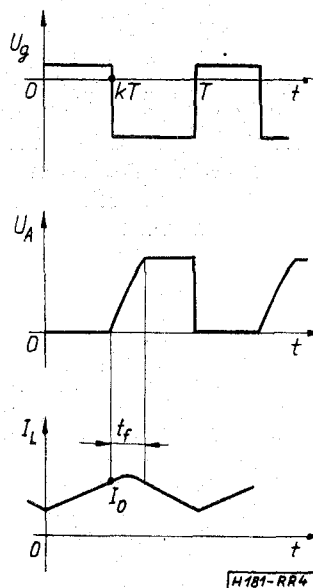
A kikapcsolás nem gyorsítható az előzőhöz hasonló egyszerű módszerrel. Bármilyen gyorsan zárjuk le ugyanis a csövet, az anódfeszültség csak viszonylag hosszú idő alatt éri el a tápfeszültséget. Ennek oka a C_t kapacitás véges töltőárama. Természetesen az anódfeszültség torzulásának következményeként az egyenkomponens, s így U_R is megváltozik az ideális esethez képest.

Az átviteli karakterisztika meghatározásához a 4. ábrán feltüntetett jelalakokat használjuk fel. Az ábrán a rácsfeszültség, az anódfeszültség és a szűrőkörü inductivitás áramának egy periódusa látható.

A levezetés során elhanyagoljuk a soros veszteségek



3. ábra. A kapcsolós cső munkapontjának mozgása a bekapcsolás alatt



4. ábra. Soros D-osztályú erősítő jelalakjai

ellenállások hatását. Ez két okból is megtehető:

- reális áramkörnél általában teljesül az $R \gg R_V; R_D; R_L$ feltétel,
- az ellenállásoknak a karakterisztikára gyakorolt hatása a nagyobb kitöltések tartományában jelentős (ellentétben C_t -vel).

Állandósult állapot esetén igaz az

$$U_R = \bar{I}_L \cdot R = \frac{R}{T} \int_0^T I_L(t) dt \quad (4)$$

egyenlet (az inductivitás és a terhelés egyenárama azonos). Továbbá felírható a

$$\int_{kT}^{kT+t_f} I_L(t) dt = C_t \cdot U_T \quad (5)$$

összefüggés. Ez azt fejezi ki, hogy a terhelő kapacitást az inductivitás árama tölti fel a felfutási idő alatt. Szükségesek még a kiértékeléshez az I_0 és t_f

mennyiségek. A felfutási idő a kikapcsolás utáni helyettesítőképre érvényes differenciálegyenletről Laplace-transzformációval egyszerűen meghatározható. A 0–100%-ra értelmezett felfutási idő:

$$t_f = \frac{1}{\omega} \left[\arcsin \frac{U_R}{\sqrt{I_0^2 \omega^2 L^2 + (U_T - U_R)^2}} + \arctg \frac{U_T - U_R}{I_0 \omega L} \right] \quad (6)$$

ahol

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_t}} \quad (7)$$

I_0 pedig az induktivitás árama a kikapcsolás pillanatában (ld. 4. ábra).

A (4), (5) és (6) kifejezések segítségével a következő két egyenletet nyerhetjük:

$$F(F-1) + \frac{1}{2\varphi a} + (1-k-t'_f) \left[\frac{F^2}{k} - \frac{1}{2\varphi a k} + \frac{F\varphi}{2a} (1-k-t'_f) - \frac{(1-F)k\varphi}{2a} \right] = 0 \quad (8)$$

$$t'_f = \frac{1}{\varphi} \arcsin \frac{F}{\sqrt{(1-F)^2 + \left(\frac{F^2 a}{k} + \frac{1-F}{2} k\varphi - \frac{1}{2\varphi k} \right)^2}} + \frac{1}{\varphi} \arctg \frac{1-F}{\frac{F^2 a}{k} + \frac{1-F}{2} k\varphi - \frac{1}{2\varphi k}} \quad (9)$$

Az eddig nem használt jelölések:

$$F = F(k) = U(k)/U_T \quad (10)$$

$$\varphi = \omega T = \frac{T}{\sqrt{LC_t}} \quad (11)$$

$$a = \frac{\sqrt{L}}{C_t R} \quad (12)$$

$$t'_f = \frac{t_f}{T} \quad (13)$$

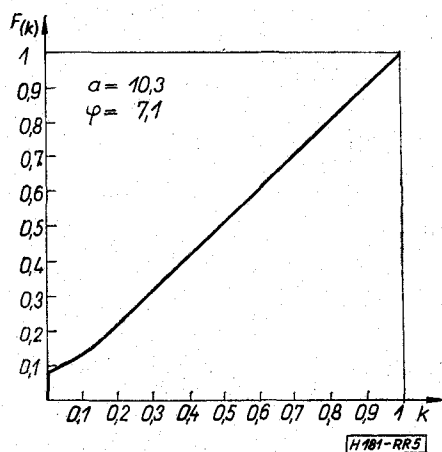
Az 5. ábrán tüntettük fel egy lefuttatás eredményét. Az a és φ értékek egy 330 W-os elektroncsöves modell jellemző paraméterei.

A megépített áramkör átviteli karakterisztikája (6. ábra) jól egyezik a matematikai modellre kapott görbével.

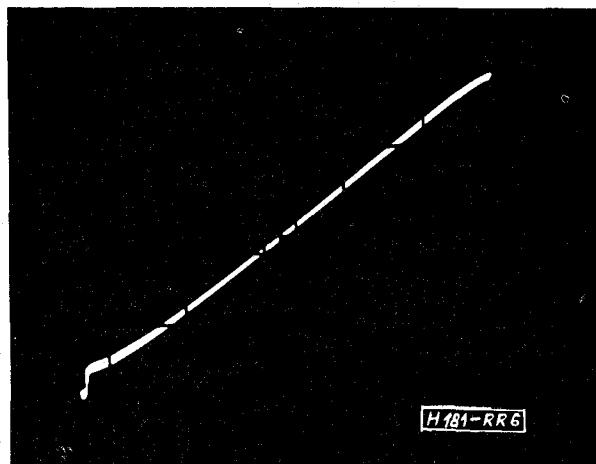
A kimenő oldali kivezérelhetőség pontos ismerete érdekében célszerű megállapítani az átviteli karak-

A (8) és (9) képletek kiértékelése numerikusan csak számítógéppel célszerű. Az eredmény az $[a; \varphi]$ paraméterekkel jellemzett $F(k)$ normalizált átviteli karakterisztika.

A kiértékelő célprogram az ALGOL 60 hivatkozás nyelv RAZDAN gépi reprezentánsán készült. A bemenő adatok a kitöltésre vonatkozó Δ lépésköz és az $[a; \varphi]$ számpár (tetszőleges számban). A program segítségével lehetőség nyílik egy összetartozó $[a; \varphi]$ számpár által jellemzett áramkör átviteli karakterisztikájának pontonkénti felrajzoltatására is. A lefutási idő $\Delta = 0,01$ esetén (rajzolással együtt) kb. 1 perc 15 másodperc.



5. ábra. Számítással meghatározott átviteli karakterisztika



6. ábra. A mért átviteli karakterisztika

terisztika jellegzetes töréspontjához (a $k=0$ helyhez) tartozó U_R értéket. Ez az áramkör egy működési periódusára felírt energiaegyenletről egyszerűen meghatározható.

A tápegységből felvett és leadott energiamennyiségek különbsége a kapcsolóeszközön fellépő disszipáció.

Ennek alapján:

$$U_T \int_0^{kT} I_L(t) dt = \frac{T_0 U_k^2(k)}{R} - \frac{C_t U_T^2}{2} \quad (14)$$

Határátmenet képzéssel:

$$\lim_{k \rightarrow 0} U_R(k) = U_T \sqrt{\frac{C_t R}{2T}} \quad (15)$$

Fizikai megfontolásokból azonban az

$$U_R \Big|_{k=0} = 0$$

összefüggés adódik. Fentiek szerint tehát az $U_R(k)$ függvény nem folytonos a $0 \leq k \leq 1$ zárt intervallumban. A valóságban természetesen a véges bekapcsolási idő miatt a karakterisztika a $k=0$ hely környékén sem rendelkezik szakadással. A (15) kifejezésből azonban jól megbecsülhető a karakterisztika menete a kis kitöltések tartományában. Az ideálistól való eltérést elsősorban az RC_i szorzat határozza meg, mivel a T periódusidőt egyéb megfontolások alapján adottnak feltételezhetjük [5].

3. Az eredő átviteli karakterisztika

Átrendezve és az $R \gg R_V; R_D; R_L$ feltételt figyelembe véve, a (2) képletet a következő alakra hozhatjuk:

$$U_R(k) \cong k U_T \frac{R}{R+R_D+R_L} \left(1 - k \frac{R_V-R_D}{R+R_D+R_L} \right) \quad (16)$$

Ebből az ohmos ellenállások okozta nemlinearitás a kitöltési tényező függvényében:

$$\frac{\Delta U_R(k)}{k U_T} = k \frac{R(R_D-R_V)}{(R+R_D+R_L)^2} \quad (17)$$

Mint a (17) képletből látható, a nemlinearitás a kitöltési tényezővel egyenesen arányos.

Mivel a terhelő kapacitás karakterisztikamódosító hatása zérus kitöltés esetén, a soros veszteségi ellenállás hatása pedig egységnyi kitöltés esetén a legnagyobb, ezért a gyakorlatban jó közelítéssel a következő módon írhatjuk fel az eredő normalizált átvitelt:

$$F_{eredő}(k) = k + \Delta F_{C_i}(k) + \Delta F_{R_{veszt}}(k) \quad (18)$$

Itt ΔF_{C_i} a terhelő kapacitás által kialakított, $\Delta F_{R_{veszt}}$ pedig a soros, veszteségi ellenállások által kialakított (U_T -re normalizált) átviteli függvény és az ideális karakterisztika különbsége. Egyszerűen belátható, hogy a (18) képlet átalakítható a következőképpen:

$$F_{eredő}(k) = F_{C_i}(k) + F_{R_{veszt}}(k) - k \quad (19)$$

Az eredmény a soros „D”-osztályú elektroncsöves erősítő kisfrekvenciás átvitelét adja meg megfelelő pontossággal. A (19) képlet azonban csak akkor írja le helyesen a karakterisztikát, ha az erősíteni kívánt jel frekvenciájára az aluláteresztő szűrő teljesen „átlátszó”, azaz a csillapítása és fázistolása ezen a frek-

vencián elhanyagolható. Ez csak az áteresztő tartomány elején teljesül. Nagyobb frekvenciákon a szűrő módosítja az átvitelt. Itt ugyanis az anódponton fellépő szélességmodulált impulzussorozatban levő alapsávi komponens és a kimeneti hangfrekvenciás jel fáziskülönbsége nagyobb lesz, s a (4) egyenlet érvényét veszti. A pontos számítás ebben az esetben csak nehézkesen kivitelezhető.

4. Következtetések

A „D”-osztályú erősítők torzításainak két fő oka van. A torzítás részben a szélességmodulációs folyamat során keletkező zavaró komponenseknek tulajdonítható. A másik ok az átviteli karakterisztika görbülsége. Az átviteli karakterisztikát befolyásolja a szélességmodulátor nemlinearitása, a kapcsolóeszközök és a szűrőinduktivitás soros veszteségi ellenállásai, továbbá a véges kapcsolási idők (illetve elektroncsöves fokozatok esetében az anódpontot terhelő kapacitás).

A szélességmodulált jel spektrumából származó zavaró komponensek hatása a maximális moduláló jelfrekvenciánál 5-7-szerre nagyobb impulzsfrekvencia és megfelelően méretezett aluláteresztő szűrő esetén nem számottevő [5]. A szélességmodulátor nemlinearitását gondos tervezéssel szintén elhanyagolható mértékűre csökkenthetjük. Alapvetően fontosnak tűnik azonban a másik két tényező. A soros „D”-osztályú erősítő karakterisztikáját kis kitöltések esetén a terhelő szórt kapacitások, nagy kitöltések esetén a soros veszteségi ellenállások módosítják. Ha a terhelés rádiófrekvenciás teljesítményerősítő fokozat, a kimodulálhatóságot az említett két tényező együttesen határozza meg.

I R O D A L O M

- [1] Bedford, B. D.: Improvements in and relating to electric amplifying circuits. British Patent 389855, 1933. március.
- [2] 1 kW D. C. Amplifier. Ferranti AN 32. 1966. november.
- [3] Ross, J. A.: A High-Power Switching Amplifier. Control Engineering, 1970. július.
- [4] Dr. Gschwindt A.: Új irányzatok az A3 üzemmódú műsorszóró adóberendezések tervezésében. Híradástechnika 1971. július.
- [5] Redl R.: Kapcsolóüzemű modulátorerősítő teljesítmény- és torzításviszonyai. Egyetemi doktori értekezés, 1971.
- [6] Swanson, H.: The Pulse Duration Modulator: A New Method of High-Level Modulation in Broadcast Transmitters IEEE Tr. on Broadcasting 1971. december.
- [7] Vackár, J., Klika, V., Zadnicek, S.: Rádió-adástechnika. Műszaki Könyvkiadó 1965.
- [8] Miller, C. H.: High Efficiency Amplification Using Width Modulated Pulses. Proc. IREE Australia, 1964. május.