

RH és URH teljesítményerősítők tranzisztorokkal

17.



RÁDIÓTECHNIKA rövidhullámú tanfolyama

Íjjas Gábor okl. vill. mérnök, BME MHT

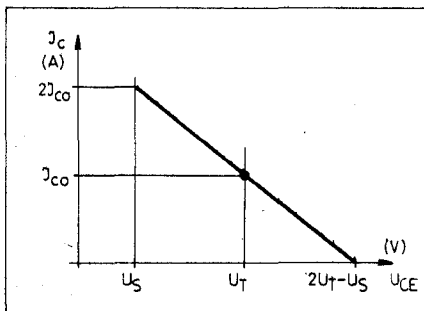
27. Lineáris erősítő 2 m-re BLY 93A tranzisztorral

A lineáris erősítő elvi alapjaival sorozatunk eddigi részének [9/19]–[10/21] fejezete foglalkozik, így ezekre szükségtelen újra kitérnünk.

Válasszunk „A” osztályú beállítást. Az „A” osztályú beállítás disszipáció szempontjából a legrosszabb, de linearitása (különösen kis jelekre) a legjobb, ezért pl. meghatófokozatokban előnyös alkalmazni.

Nézzük meg mekkora a tranzisztorból maximálisan kivethető teljesítmény „A” osztályban. A tranzisztor biztonságos működési területét láthatjuk a 27.1. ábrán, amelyet a tranzisztor-katalógus tartalmaz. A tranzisztor egyenáramú munkapontját ezen belül kell megválasztanunk.

Legyen a tápfeszültség $U_T = 28$ V ekkor a maximálisan megengedhető kollektoregyenáram az ábra alapján $I_{C\max} = 1,3$ A. Ez az adat azonban csak 25 °C-os hűtőborda hőmérsékletre vonatkozik. Mivel a hűtőborda hőmérséklete magasabb lesz, ezért válasszunk kisebb áramot $I_{C0} = 1$ A-t. Vegyük fel a tranzisztor RF



27.2. ábra

maradékfeszültséget $U_s = 3$ V-ra. (Ezt az adatot a katalógus nem tartalmazza, de szükséges vele számolnunk, így egy elfogadható gyakorlati értéket választottunk.)

A tranzisztor munkaegyevesét a 27.2. ábrán láthatjuk. A kivethető teljesítmény az ábra alapján számolható:

$$U_T = 28 \text{ V}, I_{C0} = 1 \text{ A}, U_s = 3 \text{ V}$$

$$P_{ki} = \frac{(U_T - U_s) I_{C0}}{2} = \frac{(28 - 3) \cdot 1}{2} = 12,5 \text{ W}$$

Ehhez a kimenő teljesítményhez tartozó terhelőellenállás ugyancsak az ábra alapján számolható:

$$R_L = \frac{U_T - U_s}{I_{C0}} = \frac{28 - 3}{1} = 25 \text{ ohm}$$

Ellenőrzésképpen a terhelőellenállást a kimenő teljesítményből is kiszámíthatjuk:

$$R_L = \frac{U_C^2}{2P_{ki}} = \frac{(U_T - U_s)^2}{2P_{ki}} = \frac{(28 - 3)^2}{2 \cdot 12,5} = 25 \text{ ohm}$$

Természetesen ugyanazt az eredményt kell kapnunk.

A következő lépés az illesztőkörök méretezése, melyet [6/15] alapján végzünk el. A méretezés menete

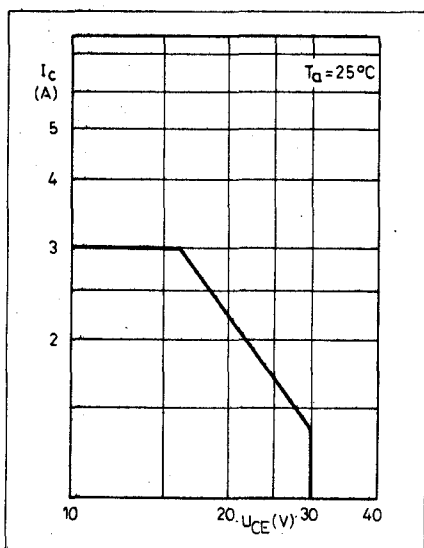
hasonló a 26. részben leírtakhoz, úgyhogy itt a részletes magyarázatot mellőzzük, csak az eltérésekre hívjuk fel a figyelmet.

Erősítőnk a 26. részhez hasonlóan itt is 50–50 ohmos lezárások között üzemel, így a kollektorköri illesztőhálózat az 50 ohmos terhelőellenállást a tranzisztor számára szükséges terhelőadmittanciává transzformálja, melynek valós része 25 ohm, képzetes része pedig (induktív) tranzisztor a kollektorkapacitását hangolja ki. A tranzisztor kollektorkapacitását, „kollektorfeszültség függvényében a katalógus tartalmazza, ezt a diagramot láthatjuk a 27.3. ábrán. A kollektorkapacitás az ábrán látható módon nemlineáris függvénye a kollektorfeszültségnek. A kérdés az, hogy mekkora kollektorkapacitást kell figyelembe venni, hiszen vezérlés alatt a kapacitás változik. Irodalmi adatok szerint kollektoregyenfeszültségnél mérhető kapacitásnak 1,2...1,5-szörösével számolhatunk, mint effektív kapacitással.

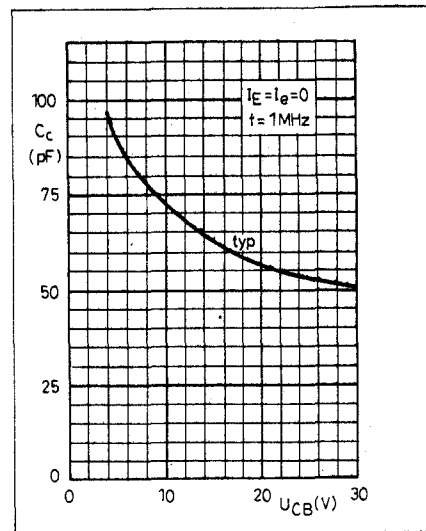
Az effektív kapacitás tehát:

$$C_e = 1,2 \cdot C_c = 1,2 \cdot 52 = 62 \text{ pF}$$

$$X_{C_e} = 17,7 \text{ ohm}$$



27.1. ábra



27.3. ábra

A kollektorköri fojtó legyen:

$$L_C = 100 \text{ nH} \rightarrow X_{LC} = 91 \text{ ohm}$$

mivel: $f = 145 \text{ MHz}$ -re

$$X_{L(\text{ohm})} = 0,91 L_{(\text{nH})} \text{ és}$$

$$X_{C(\text{ohm})} = \frac{1100}{C_{(\text{pF})}}$$

A kollektorkör nagyfrekvenciás helyettesítő képét a 27.4. ábra mutatja.

L_L induktivitás, melyet később az illesztőkörbe vonunk a kollektorfojtóval együtt a kollektorkapacitást hangolja ki. Számítsuk ki ennek értékét a következő egyenlőségből (rezonancia):

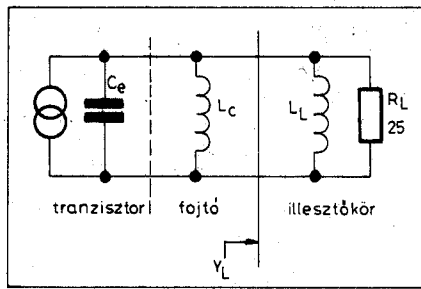
$$X_{C_e} = \frac{X_{L_C} \cdot X_{L_L}}{X_{L_C} + X_{L_L}}$$

innen:

$$X_{L_L} = \frac{X_{L_C} \cdot X_{C_e}}{X_{L_C} - X_{C_e}} = \frac{91 \cdot 17,7}{91 - 17,7} = \frac{1610}{73,3} = 21,9 \text{ ohm}$$

Végezzünk el egy paralel-soros átalakítást R_L és L_L -re.

$$R_{L_S} = \frac{R_{L_P}}{1 + \left(\frac{R_{L_P}}{X_{L_P}}\right)^2}$$



27.4. ábra

$$= \frac{25}{1 + \left(\frac{25}{20,8}\right)^2} = 10,2 \text{ ohm}$$

$$X_{L_S} = \frac{X_{L_P}}{1 + \left(\frac{X_{L_P}}{R_{L_P}}\right)^2} = \frac{20,8}{1 + \left(\frac{20,8}{25}\right)^2} = 12,3 \text{ ohm}$$

A valós-valós illesztést tehát 50 ohmról 10,2 ohmra kell megvalósítani. A 15.2. táblázat jelöléseivel:

$$R_1 = 50 \text{ ohm} > R_{L_P} = R_2 = 10,2 \text{ ohm}$$

$$S = \sqrt{\frac{50}{10,2}} - 1 \approx 2$$

Legyen $Q = 5$, így:

$$X_{L_1} = QR_2 = 5 \cdot 10,2 = 51 \text{ ohm}$$

$$X_{C_1} = \frac{R_1}{S} = \frac{50}{2} = 25 \text{ ohm}$$

$$X_{C_2} = (Q - S)R_2 = (5 - 2)10,2 = 30,6 \text{ ohm}$$

Az összinduktivitás:

$$X_L = X_{L_1} + X_{L_S} = 51 + 12,3 = 63,3 \text{ ohm}$$

A tényleges elemértékek:

$$L = 69,5 \approx 70 \text{ nH}$$

$$C_1 = 44 \text{ pF} \text{ (5 - 60 pF trimmer)}$$

$$C_2 = 36 \text{ pF} \text{ (5 - 60 pF trimmer)}$$

A kapott illesztőhálózatot hasonlítsuk össze a 26. részben nyert illesztőhálózattal, amely „B” osztályú beállításhoz készült. Láthatjuk, hogy igen kis különbség mutatkozik. A hangolóinduktivitás gyakorlatilag ugyanakkora, csak a kapacitások térnek el pár pF-dal. Ez egyben magyarázatot is ad arra, hogy miért kell beállítókondenzátorokat használnunk az ilyen típusú illesztőkörökben, hiszen kis tranzisztorparaméter, vagy induktivitás változás nagymértékben megváltoztatja a transzformációt, melyet a beállítókondenzátorok kismértékű hangolásával korrigálhatunk.

(Folytatjuk)

Hasznos tudnivalók...

Új jeladó

I3A jelzéssel kezdte meg adását egy „beacon” Trieste (GF29c) melől, egy 360 m magas hegyről. Az adó A1 modulációjú, teljesítménye 10 W_{ERP} és 20 másodpercenként az „I3A GF29c” jeleket sugározza 12 wpm sebességgel. A frekvencia: 144 MHz. Megfigyeléséről I3URT kér riportokat.

OSCAR-hírek

Június 16-án és 18-án sikeresek voltak a QRP-kísérletek, ezért az AMSAT elhatározta, hogy minden hétfőn az O-7 műhold B-üzemmódjában „QRP-nap” legyen. Az adók teljesítménye nem haladhatja meg a 10 W_{ERP} -t!

Hordozó rakéta problémák miatt a „Phase 3” műholdat várhatóan csak 1980-ban küldik pályájára; apogeum 39 000 km, perigeum 1460 km lesz. Addig is, 1977 végén egy O-7 típusú szatellita fogja kárpótolni az amatőröket, talán egy 21/29 MHz-es és egy 145/29 MHz-es transzlátorral.

Az AMSAT brit-csoportja G8CSI koordinálásával mikroprocesszoros RTTY és morse-telemetria tervezésén, kivitelezésén dolgozik. TV-megjelenítéssel (vizuális display-jel) kívánják a berendezést összekapcsolni.

Üzem módok

Az adóamatőrök gyakran találkoznak a szakirodalomban, az engedélyokiratban (HI!) vagy más helyeken az adástechnika üzemmódjainak jelölésével. Pl.: A3J, F5 stb. A kezdőknek szeretnénk segítséget nyújtani a tájékozódáshoz azzal, hogy a betűk, számok jelentését e helyen közöljük:

Az első betű: a moduláció típusa.

Íme:

- A amplitúdó
- F frekvencia v. fázis
- P impulzus

A szám az adás módjára jellemző:

- 0 modulálatlan
- 1 távíró

- 2 modulált távíró
- 3 telefónia
- 4 képtávíró (facsimile)
- 5 televízió (csak kép)
- 6 duplex távíró
- 7 többsatornás távíró
- 9 egyéb

Az utolsó betű a *kiegészítő jellemzőkre* utal:

nincs — kettős oldalsáv

Egy-oldalsáv

- A — csökkentett vívővel
- H — teljes vívővel
- J — elnyomott vívővel

B két független oldalsáv

C „redidual” oldalsáv

Impulzus

- D — amplitúdó modulált
- E — szélesség modulált
- F — helyzet modulált
- G — kódolt

A fentiek alapján tehát, például: P2D = távíró üzemmód impulzus amplitúdó modulációval, A3 = távbeszélő üzemmód (2 oldalsáv teljes vívővel), A3J = távbeszélő üzemmód, 1 oldalsáv elnyomott vívővel (SSB).

— F. J. —