

Jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátorok nagyjelű jellemzői

ETO 621.373.51.012

A diódás oszcillátorok kimenőjelének frekvenciáját külső jel bevezetésével (injektálásával) az önrezgési frekvencia környezetében vezérelhetjük. A vezérlés itt azt jelenti, hogy az oszcillátor kimenőjelének a frekvenciája követi a bevezetett jel frekvencia-változásait. A jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátor tehát fázis- vagy frekvencia-modulált jel átvitelére alkalmas. A vezérlő jel az oszcillátor kimenő-jelénél lényegesen kisebb szintű lehet, ily módon tehát teljesítménynövelés érhető el. Az oszcillátor frekvenciájának modulált jellel való vezérlése esetén az átviteli karakterisztikák fontos szerepet játszanak, mivel meghatározzák a torzítás mértékét.

Az injektált oszcillátorok analízisével több szerző foglalkozott már [1–4]. A vezérlési sávot Adler [2] határozta meg. A zajkérdésekkel többek között Kurokawa [5] és Hines [6] foglalkozott. Jelentek meg közlemények kísérleti eredményekről is [7, 8].

Az irodalomban található cikkek az injektált oszcillátorok tulajdonságait kisjelű közelítéssel vizsgálják. Az injektált oszcillátorok bemenő teljesítménye rendszerint 10 dB-lel van a kimenő teljesítmény alatt. Ilyen esetben a kisjelű közelítés már nem használható.

E cikkben az áramkör viselkedését nemlineáris összefüggésekkel írjuk le. A teljesen általános tárgyalást azzal szűkítjük le, hogy az oszcillátort a kvázi-stacionárius közelítés alkalmazásával vizsgáljuk.

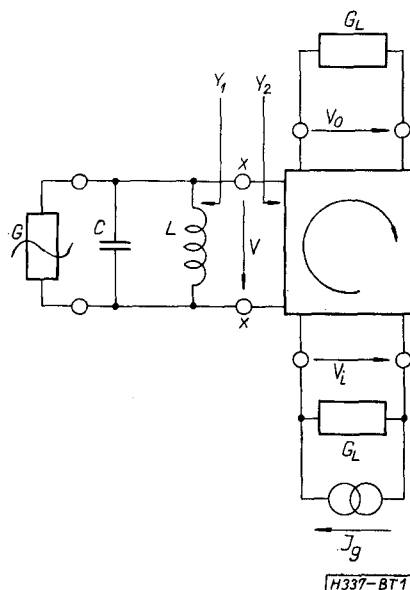
A jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátor átviteli tulajdonságait a nagyjelű modell alapján határozzuk meg. A karakterisztikák a kisjelű esethez képest jelentős eltéréseket mutatnak. Fontos eredmény a minimális torzítást adó optimális terhelés kimutatása.

Nagyjelű modell

Az áramkör vizsgálatát az 1. ábrán látható modell alapján végezzük. Ez a modell sávkorlátozást tételez fel, amikor is csak egyetlen frekvencián lehet feszültség a dióda kapcsán.

A dióda aktivitását nemlineáris negatív konduktancia képviseli. A C kapacitás a dióda és az áramkör kapacitásának az összegével egyenlő. Az L induktivitással párhuzamos rezonanciát állítunk be az üzemi frekvencián. A kimenetet és a bemenetet circulator választja szét, melyet ideálisnak tekintünk. A circulator hullámmellenállása $1/G_L$ -lel egyenlő.

A dióda nagyjelű viselkedését a feszültség négy-



1. ábra. Jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátor helyettesítő kapcsolása

zetével arányosan változó negatív konduktanciával vesszük figyelembe:

$$G = G_0 \left(1 - \frac{1}{2} v^2 \right), \quad (1)$$

ahol G_0 a kisjelű negatív konduktancia.

A negatív konduktancia kapcsán levő v feszültség két jel eredője:

$$v^2 = v_i^2 + v_0^2 + 2v_i v_0 \cos \theta, \quad (2)$$

ahol v_i az injektált jel feszültségamplitúdójának a normalizált értéke, v_0 a kimenőjel feszültségamplitúdójának a normalizált értéke, θ pedig az injektált jel és a kimenőjel közötti fáziskülönbség.

A (2) képlet felírásánál feltételezzük, hogy az injektált jelnek és a kimenőjelnek a frekvenciája azonos. A feszültségamplitúdókat a szabadonfutó oszcillátor maximális teljesítményéhez tartozó feszültségamplitúdóra normalizáljuk.

A frekvenciafüggést a modellben párhuzamos rezgőkör adja meg. Ennek admittanciája a rezonanciafrekvencia környezetében közelítőleg:

$$Y_r \cong j4\pi f_0 C \delta, \quad (3)$$

ahol f_0 a rezgőkör rezonanciafrekvenciája, mely megegyezik az oszcillátor önrezgési frekvenciájával, δ pedig a frekvenciának az utóbbtól való relatív eltérése.

Stabil állapotban az $x-x$ kapcsokon jelentkező bal oldali és jobb oldali admittancia összegének

zérusnak kell lennie. Az Y_1 bal oldali admittanciát (1) és (3) eredője adja meg.

A jobb oldali admittancia meghatározásánál a v_0 amplitúdójú feszültséget, mely az $x-x$ kapcsoktól az oszcillátor kimenete felé halad, a generátortól a terhelés felé haladó hullám amplitúdójának tekintjük. Ugyanakkor a v_1 amplitúdójú feszültséget, mely a bemenettől az $x-x$ kapcsok felé halad, a terhelésről visszavert hullám amplitúdójának vesszük. A két feszültség hányadosaként reflexiós tényezőt definiálhatunk. Ezek alapján a jobb oldali admittancia:

$$Y_2 = \frac{v_0^2 - v_1^2 - j2v_0v_1 \sin \theta}{v_0^2 + v_1^2 + 2v_0v_1 \cos \theta} G_L, \quad (4)$$

ahol G_L a kimeneten levő terhelő konduktancia.

Transzfer egyenletek

A baloldali és a jobb oldali admittancia összege zérussal kell, hogy egyenlő legyen. Mivel az admittanciák komplex mennyiségek, az egyenlőségnek teljesülnie kell mind a valós, mind a képzetes részek vonatkozásában. Így két nemlineáris egyenlethez jutunk, melyekből két ismeretlen, a kimenőjel amplitúdója és fázisa meghatározható:

$$\varrho \frac{v_0^2 - v_1^2}{v_0^2 + v_1^2 + 2v_0v_1 \cos \theta} = 1 - \frac{1}{2}(v_0^2 + v_1^2 + 2v_0v_1 \cos \theta), \quad (5)$$

$$\varrho \frac{v_0v_1 \sin \theta}{v_0^2 + v_1^2 + 2v_0v_1 \cos \theta} = Q_0\delta, \quad (6)$$

ahol:

$$\varrho = G_L/G_0 \quad (7)$$

$$Q_0 = 2\pi f_0 C/G_0. \quad (8)$$

Az amplitúdók helyett célszerűbb a teljesítményekkel számolni a következő összefüggések alapján:

$$p_i = 2\varrho v_1^2 \quad (9)$$

$$p = 2\varrho v_0^2 \quad (10)$$

Itt p_i az injektált, p_0 pedig a kimenőjel teljesítményének a szabadonfutó oszcillátor maximális kimenő teljesítményére normalizált értéke.

A p_0 kimenő teljesítményt az alábbi harmadfokú egyenlet megoldásával kapjuk meg:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{4} p_0^3 - p_0^2 \left[\frac{3}{4} p_i + 2\varrho(i - \varrho) + 8Q_0^2\delta^2 \right] + \\ & + p_0 \left[\frac{3}{4} p_i^2 + 4p_i(3\varrho^2 + 4Q_0^2\delta^2) + 4(1 - \varrho)^2(\varrho^2 + \right. \\ & \left. + 4Q_0^2\delta^2) + 16Q_0^2\delta^2(\varrho^2 + 4Q_0^2\delta^2) \right] - \\ & - 4p_i(\varrho^2 + 4Q_0^2\delta^2)[(1 + \varrho)^2 + 4Q_0^2\delta^2] - \\ & - p_i^2 \left[\frac{1}{4} p_i - 2\varrho(1 + \varrho) + 8Q_0^2\delta^2 \right] = 0. \end{aligned} \quad (11)$$

A fázisszöveget pedig a következő képletből számíthatjuk ki:

$$\theta = \arcsin \left[\frac{p_0 - p_i}{\sqrt{p_0 p_i}} \frac{p_0 - p_i - 4(\varrho^2 + 4Q_0^2\delta^2)}{2\varrho(p_0 + p_i) - 4(\varrho^2 + 4Q_0^2\delta^2)} Q_0\delta \right]. \quad (12)$$

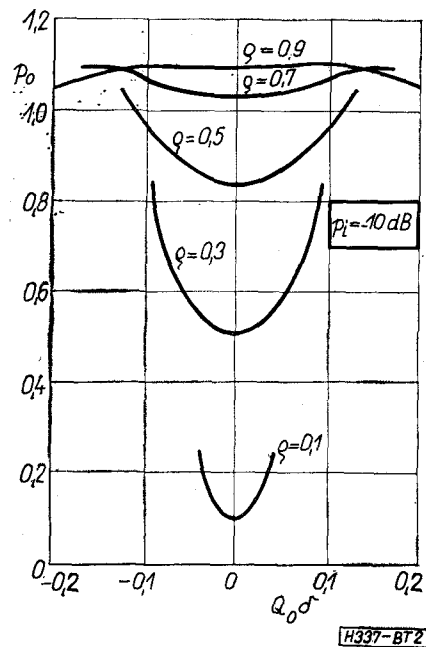
A (11) és (12) egyenleteknek általában több megoldása lehet. Ezek közül tényleges megoldást csak azok az összetartozó értékpárok képviselnek, melyek a kiinduló egyenleteket egyidejűleg kielégítik. A tényleges megoldások közül pedig gyakorlatilag csak azok érdekesek, melyek a teljesítményre pozitív valós értéket adnak.

Átviteli jellemzők

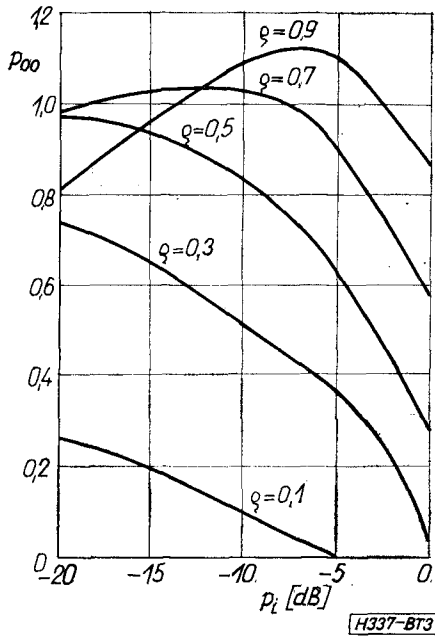
A (11) és (12) képletek alapján numerikusan elemezhetjük a jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátorok átviteli jellemzőit. A vizsgálatokat arra az esetre végezzük el, amikor a bemenő teljesítmény 10 dB-lel van a szabadonfutó oszcillátor maximális teljesítménye alatt.

A kimenő teljesítmény normalizált értékét a 2. ábra mutatja a frekvenciával arányos $Q_0\delta$ függvényében. A teljesítmények a szabadonfutó oszcillátor maximális teljesítményére vannak normalizálva. A görbék paramétere a ϱ terhelési tényező. A terhelési tényező növelésével a kimenő teljesítmény és a sáv szélesség nő. Ugyanakkor a görbe laposabb lesz és az alakja változik.

Szabadonfutó oszcillátor esetében maximális teljesítményt a $\varrho=0,5$ értéknél kapunk, amikor is a teljesítmény egységnyi. Injektált oszcillátor esetében viszont a kimenő teljesítmény kisebb 1-nél, ha $\varrho=0,5$. Ekkor maximális kimenő teljesítményt



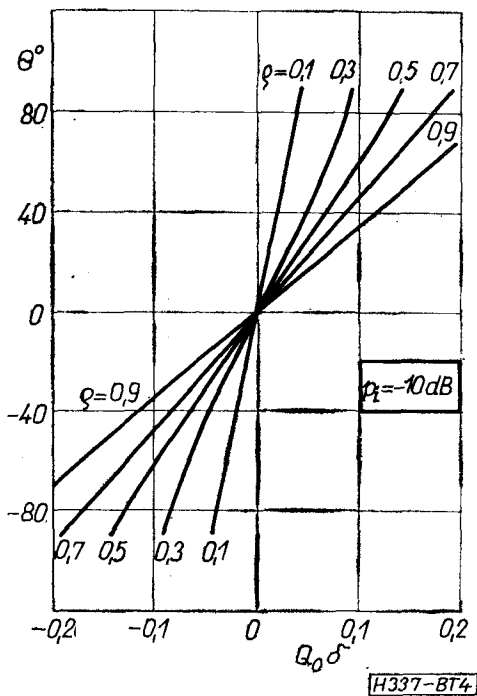
2. ábra. A kimenő teljesítmény $Q_0\delta$ függvényében különböző terhelési tényezők esetére



3. ábra. Sávközépi kimenő teljesítmény a bemenőteljesítmény függvényében különböző terhelési tényezők esetében

0,5-nél nagyobb ρ esetén kapunk. A 3. ábra mutatja a sávközépi kimenő teljesítményt a bemenő teljesítmény függvényében különböző terhelési tényezők esetére. A bemenő teljesítmény növelésekor a kimenő teljesítmény maximumához nagyobb ρ tartozik.

A fázistolást a 4. ábra adja meg $Q_0\delta$ függvényében különböző terhelési tényezők esetére. A fázistolás zérus, amikor a bemenőjel frekvenciája megegyezik az önrezgési frekvenciával. A frekvenciaeltérés nö-



4. ábra. A fázistolás $Q_0\delta$ függvényében különböző terhelési tényezők esetére

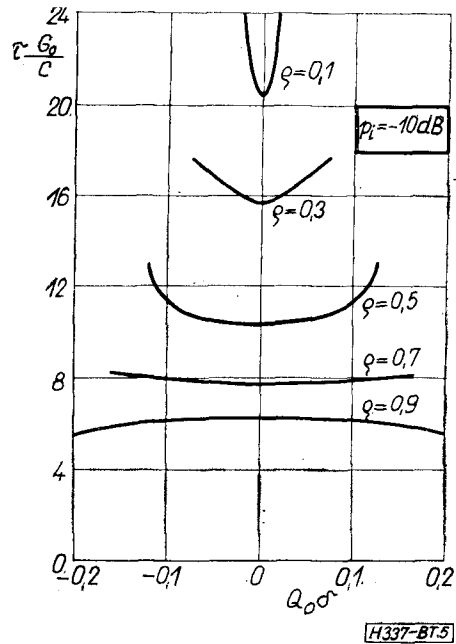
vekedésével a fázistolás abszolút értéke nő. Viszont a terhelési tényező növelésekor a fázistolás abszolút értéke csökken rögzített $Q_0\delta$ esetén.

A csoportfutási idővel arányos $\tau G_0/C$ mennyiség az 5. ábrán látható $Q_0\delta$ függvényében. A görbék paramétere a ρ terhelési tényező. A vezérlési sávban a csoportfutási idő ingadozása valamely ρ értéknél minimális lesz. Így frekvencia- vagy fázismodulált jel átvitele esetén a torzítás szempontjából optimális terhelés található. Az optimális terhelés a bemenő teljesítmény függvénye. Továbbá a 3. és az 5. ábrából látható, hogy az optimális terhelésnél közel maximális a kimenő teljesítmény.

Az AM-PM konverziót a következő képlet adja meg:

$$cv = 0,259 \frac{180}{\pi} p_i \frac{d\theta}{dp_i} \quad [^\circ/\text{dB}] \quad (13)$$

A deriváltat numerikus módszerrel határoztuk meg.



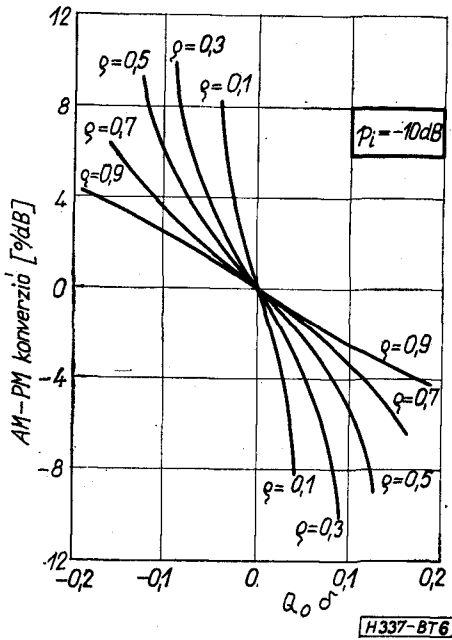
5. ábra. A csoportfutási idővel arányos $\tau G_0/C$ mennyiség $Q_0\delta$ függvényében különböző terhelési tényezők esetében

Az AM-PM konverziót a 6. ábra mutatja $Q_0\delta$ függvényében különböző terhelési tényezők esetére. Az AM-PM konverzió zérus, ha az injektált jel frekvenciája megegyezik az oszcillátor önrezgési frekvenciájával. A frekvenciaeltérés növekedésével az AM-PM konverzió abszolút értéke nő. A terhelési tényező növelésével viszont az AM-PM konverzió abszolút értéke csökken rögzített $Q_0\delta$ esetén.

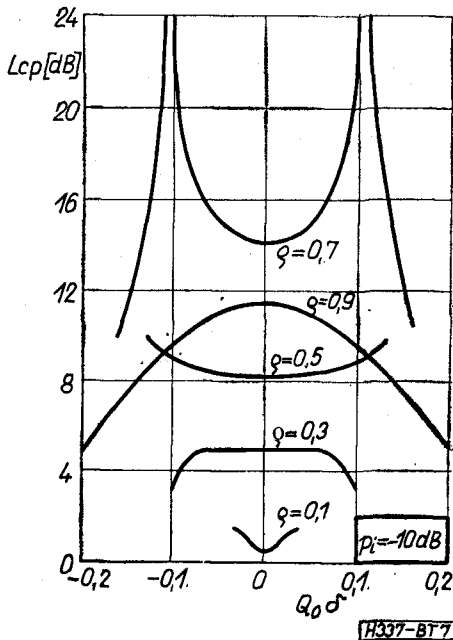
Az AM kompresszió a következőképpen határozható meg:

$$cp = \frac{p_0}{p_i} \frac{dp_i}{dp_0} \quad (14)$$

Az AM kompresszió negatív előjele is lehet, ami azt jelenti, hogy az amplitúdómoduláció fázisa ellentétes lesz.



6. ábra. AM-PM konverzió $Q_0\delta$ függvényében különböző terhelési tényezők esetére



7. ábra. Az AM kompresszió abszolút értéke dB-ben kifejezve $Q_0\delta$ függvényében különböző terhelési tényezők esetében

Az AM kompressziót dB-ben is kifejezhetjük:

$$L_{cp} = 10 \log |cp|, \quad [dB]. \quad (15)$$

Ekkor a kompresszió előjele elvész. Ha $|cp| > 1$, az amplitúdómoduláció csökken, és ha $|cp| < 1$, az amplitúdómoduláció nő.

Az AM kompresszió abszolút értékét dB-ben kifejezve a 7. ábrán láthatjuk $Q_0\delta$ függvényében különböző ρ értékekre. A vezérlési sávban az AM kompresszió átlagértéke valamely terhelési tényezőnél maximális. Ezt a maximumot közelítőleg az

optimális terhelésnél kapjuk meg. Érdeemes megjegyezni, hogy $\rho=0,7$ esetén az AM kompresszió görbéjének pólusai vannak. A pólusoknál a bemenő teljesítmény változása nem okoz változást a kimenő teljesítményben. A pólusok között az AM kompresszió előjele negatív, míg valamely pólus és a vezérlési sáv széle között pozitív. A többi terhelési tényezőnél az AM kompresszió előjele negatív.

5. Vezérlési sáv

Vezérlési sávnak azt a frekvenciatartományt nevezzük, amelyben az oszcillátor kimenő jelének a frekvenciája megegyezik az injektált vezérlő jel frekvenciájával. A fázistolás az önrezgési frekvenciánál zérus és attól távolodva nő. Az önrezgési frekvenciától legtávolabb akkor kerülünk, amikor a fáziskülönbség $+\pi/2$ vagy $-\pi/2$. Ehhez a két esethez tartozó két frekvencia határozza meg a vezérlési sáv széleit.

A vezérlési sáv tehát a (6) és a (8) képlet alapján:

$$B = \rho \frac{G_0}{\pi C} \frac{p_{os}}{p_i + p_{os}} \sqrt{\frac{p_i}{p_{os}}}, \quad (16)$$

ahol p_{os} a kimenő teljesítmény a vezérlési sáv szélén, mely az (5) képletből határozható meg:

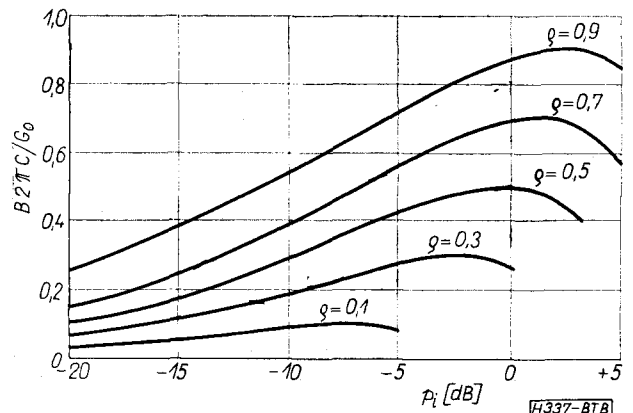
$$p_{os} = 2\rho(i - \rho) - p_i + 2\rho \sqrt{2p_i + (i - \rho)^2}. \quad (17)$$

A (16) és (17) képlet levezetésénél figyelembe vettük a (9) és (10) összefüggést.

A vezérlési sáv a (16) és (17) képlet alapján a ρ terhelési tényezőnek és a p_i injektált teljesítménynek a függvénye.

A vezérlési sávval arányos $B2\pi C/G_0$ mennyiséget a 8. ábra adja meg az injektált vezérlő jel teljesítményének a függvényében. A görbék paramétere a ρ terhelési tényező.

A vezérlési sávra kapott eredményeink lényeges eltérést mutatnak a kisjelű közelítéshez viszonyítva. Ugyanis a kisjelű közelítés esetében a vezérlési sáv az injektált teljesítmény négyzetgyökével arányo-



8. ábra. A vezérlési sávval arányos $B2\pi C/G_0$ mennyiség a bemenő teljesítmény függvényében, a görbék paramétere a terhelési tényező

san nő. Ezzel szemben a (16) képlet szerint a vezérlési sáv növekedése ennél kisebb mértékű, sőt nagy injektált jel esetén a vezérlési sáv telítési értéket ér el. Majd az injektált jel további növelésével a vezérlési sáv csökken.

A vezérlési sávnak a bemenő teljesítmény függvényében észlelt maximumát analitikusan is meghatározhatjuk. E célból a (16) képletet (17) figyelembevételével p_i szerint deriváljuk és zérussal tesszük egyenlővé. Ebből az egyenletből megkapjuk a vezérlési sáv maximumához tartozó bemenő teljesítményt:

$$p_{im} = 2\rho. \quad (18)$$

A vezérlési sáv maximumát pedig az alábbi képlet adja meg:

$$B_m = \rho \frac{G_0}{2\pi C}. \quad (19)$$

Az m index a maximumra utal.

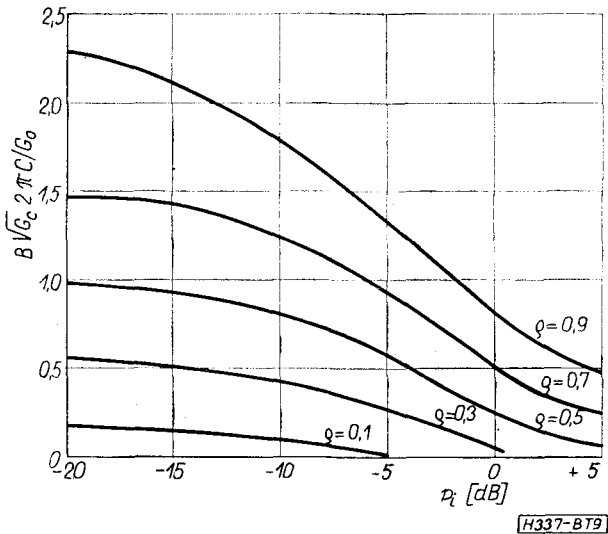
A vezérlési sáv maximuma és az ehhez tartozó bemenő teljesítmény tehát egyenesen arányos a ρ terhelési tényezővel. Ezért nagyobb ρ esetén az oszcillátor jobban kivezérrelhető.

Az erősítés-sávszélesség szorzatot az alábbiak szerint definiálhatjuk:

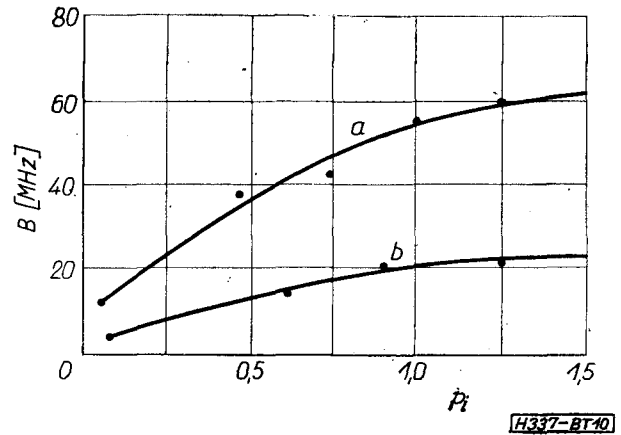
$$B\sqrt{G_c} = B\sqrt{\frac{p_{oc}}{p_i}}, \quad (20)$$

ahol G_c a sávközépi teljesítményerősítés, p_{oc} pedig a kimenő teljesítmény a sáv közepénél. Ez utóbbit a (11) képletből kaphatjuk meg a $\delta=0$ behelyettesítéssel.

Az erősítés-sávszélesség szorzattal arányos $B\sqrt{G_c}2\pi C/G_0$ mennyiséget a 9. ábra adja meg a bemenő teljesítmény függvényében. A görbék paramétere a ρ terhelési tényező. A kisjelű közelítés esetében az erősítés-sávszélesség szorzat állandó. Ezzel szemben a nagyjelű modell szerint az erősítés-sávszélesség szorzat szintfüggő, mégpedig fokozatosan csökken a bemenő teljesítmény növekedésével.



9. ábra. Az erősítés-sávszélesség szorzattal arányos $B\sqrt{G_c}2\pi C/G_0$ mennyiség a bemenőteljesítmény függvényében, a görbék paramétere a terhelési tényező



10. ábra. A vezérlési sáv mért értékei az injektált vezérlő jel teljesítményének a függvényében:

- a) $Q = 350, f_0 = 7550$ MHz
b) $Q = 1100, f_0 = 7900$ MHz

6. Kísérleti eredmények

Kísérleteinket Gunn-oszcillátorokkal végeztük a 8 GHz-es frekvenciasávban. A dióda csőtápvonaltól kialakított üregrezonátorban volt elhelyezve. A rezonátor és a terhelés közötti csatolás változtatható volt. Jelbevezetésre cirkulátort használtunk.

A vezérlési sávot a 10. ábra mutatja a bemenő jel teljesítményének a függvényében. Az *a*) jelű görbe esetében a szabadonfutó oszcillátor kimenő teljesítménye maximális értékű volt, mégpedig 200 mW. A jósági tényező 350, az önrezgési frekvencia 7550 MHz volt. A *b*) jelű görbéhez 160 mW-os kimenő teljesítmény tartozott a szabadonfutó oszcillátor esetében. A jósági tényező 1100, az önrezgési frekvencia 7900 MHz volt. A bemenő teljesítményt 200 mW-ra normalizáltuk. A vezérlési sáv a kísérletek szerint is maximummal rendelkezik.

A vezérelt Gunn-oszcillátort mikrohullámú összeköttetésbe iktatva is vizsgáltuk. Mértük a csoportfutási időt és az *AM-PM* konverziót. A mért értékek jól egyeztek az elméleti eredményekkel.

7. Következtetések

A jelbevezetéssel vezérelt diódás oszcillátor átviteli tulajdonságait nagyjelű modell alapján határoztuk meg. Az átviteli jellemzők, mégpedig az amplitúdó- és fáziskarakterisztika, csoportfutási időingadozás, *AM-PM* konverzió, *AM* kompresszió a kisjelű esethez képest jelentős eltéréseket mutattak. Frekvencia – vagy fázis – modulált jelátvitel szempontjából minimális torzítást adó optimális terhelést találtunk. Az optimális terhelés a bemenő teljesítmény függvénye és közel maximális kimenő teljesítményt, valamint nagy *AM* kompressziót eredményez. A vezérlési sáv a kisjelű közelítés eredményétől eltérően valamely bemenő teljesítménynél maximummal rendelkezik. A maximum értéke és helye a terhelési tényező függvénye. A vezérelt Gunn-oszcillátorral végzett kísérleteink az elméleti eredményekkel jó egyezésben voltak.

I R O D A L O M

- [1] *Van der Pol, B.*: Forced oscillations in a circuit with nonlinear resistance, *Phil. Mag.*, 1927, január. 65—80 old.
- [2] *Adler, R.*: A study of locking phenomena in oscillators, *Proc. IRE*, 1946. jún. 351—357 old.
- [3] *Slater, J. C.*: Mikrohullámú elektronika, Akadémiai Kiadó, 1954. 198—203 old.
- [4] *Benedek A.*: Injektált jellel vezérelt oszcillátor dinamikus torzításainak analízise. A Távközlési Kutató Intézet Évkönyve 1973. 231—240 old.
- [5] *Kurokawa, K.*: Noise in synchronized oscillators, *IEEE Trans. MTT*, 1968. ápr. 234—240 old.
- [6] *Hines, M. E.—Collinet, J. C. R.—Ondria, J. G.*: FM noise suppression of an injection phase-locked oscillator, *IEEE Trans. MTT*, 1968. szept. 738—742 old.
- [7] *Berceli T.—Sellei T.*: Gunn-diódás oszcillátor, Intézeti tanulmány Távközlési Kutató Intézet, 1970.
- [8] *Berceli T.—Sellei T.—Nagy W.*: Gunn oszcillátorok új fejlesztési eredményei, Intézeti tanulmány, Távközlési Kutató Intézet, 1971.