

# YIG-hangolású mikrohullámú oszcillátorok tervezési problémái

DR. KÁSA ISTVÁN  
Távközlési Kutató Intézet



## ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk ismerteti a széles frekvenciasávban hangolható YIG-hangolású mikrohullámú oszcillátorok tervezésének alapvető szempontjait. A YIG-rezonátorok ismertetése után részletesen foglalkozik a hangoló áramkör méretezésével és a hangolás célszerű megvalósításával. Végezetül a cikk áttekinti a fontosabb félvezető oszcillátor kapcsolásokat és az oszcillátor tervezésének lépéseit.

## 1. Bevezetés

A mikrohullámú jelforrások körében egyre nagyobb jelentőségre tesznek szert az elektronikusan hangolható oszcillátorok, amelyek felhasználása a távközlés és a mérés-technika sok feladatában növekvő fontosságú. Az elektronikusan hangolható mikrohullámú oszcillátorok fontos osztályát alkotják a YIG-hangolású oszcillátorok, amelyek széles frekvenciasávban (oktáv vagy annál nagyobb átfogással) áthangolhatók és spektrálisan tiszta jelet állítanak elő. Az előnyös műszaki tulajdonságok mellett azonban számot kell vetni azzal is, hogy ez az oszcillátortípus sokféle összetett tervezési, technológiai és realizálási probléma megoldását igényli. Közleményünkben ezeket a kérdéseket tekintjük át, és ismertetjük a tervezési megfontolásokat.

A YIG-hangolású oszcillátorokban a rezgési frekvenciát meghatározó elem a YIG anyagból készített rezonátor, amelynek rezonanciafrekvenciáját vasmasos elektromágnessel kiképzett hangolókörrrel állítjuk be. A rezonátor a mikrohullámú aktív elem körül felépített oszcillátor áramkörhöz hurokkal kapcsolódik. Ehhez az oszcillátor alapkapsoláshoz gyakran csatlakozik erősítő fokozat is, amely az illesztést, a leválasztást és az előírt kimenő teljesítményt biztosítja. Szerecsés módon a YIG-hangolású oszcillátoroknál a fenti részáramkörök a tervezés szempontjából jól elválaszthatók; így tervezésük külön-külön jó eredménnyel elvégezhető.

## 2. A YIG-rezonátor

A kristályos ferrimágneses anyagok egyik alosztályát képezik a gránátok, amelyek sajátos kristályszerkezetű fém-vasoxidok. Leggyakrabban alkalmazott képviselőjük az ittrium-vas-gránát (YIG).

A ferrimágneses oxidok viselkedése kiegyenlített spin mágneses momentumú elektronok mozgásával magyarázható [1, 2, 3]. Állandó mágneses térrel előfeszítve az elektronok a mikrohullámú elektromágneses tér hatására precessziós mozgást végeznek, ez ad

## DR. KÁSA ISTVÁN

1960-ban végzett a BME Villamosmérnöki Karán. Azóta a Távközlési Kutató Intézetben dolgozik, jelenleg tudományos osztályvezető. Kutató-fejlesztő munkát a mikrohullámú passzív és aktív áramkörök, mikrohullámú nagyberendezések és mikrohullámú mérés-technika terén

végzett. 1964-ben a Budapesti Műszaki Egyetemen doktori címet szerzett, 1974 óta pedig a műszaki tudományok kandidátusa. Mintegy 35 szakcikkben kívül a „Mikrohullámú Kézikönyv” egyik társszerzője és a „Mikrohullámú integrált áramkörök” című könyv szerzője. A HTE és MATE tagja.

magyarázatot a giromágneses effektusra. A precessziós mozgás egy meghatározott frekvencián rezonanciát mutat, ezen a frekvencián a giromágneses anyag permeabilitása maximális értékű.

Telítésig mágnesezett ferrimágneses anyagra a giromágneses (magnetosztatik) rezonanciafrekvencia az (1) összefüggéssel írható le:

$$f_0 = gH_0 \quad (1)$$

ahol  $g = 3,5 \cdot 10^{-2}$  MHz·m/A, az anyag minőségétől függetlenül és  $H_0$  a polarizáló állandó mágneses térerősség értéke az anyagban.

Ha ilyen anyagból egykristály gömböt készítenek, ennek rezonanciafrekvenciája homogén polarizáló állandó mágneses térben, első közelítésben szintén az (1) összefüggéssel adható meg, itt azonban  $H_0$  a külső polarizáló mágneses térerősség.

Az (1) egyenlet fontos következménye, hogy a YIG-rezonátor a polarizáló mágneses térrel — jó közelítéssel — lineáris hangolási törvény szerint hangolható és így módon meglehetősen egyedülálló az elektronikában. Miután az (1) összefüggés széles  $H_0$ , illetve  $f_0$  tartományban érvényes, máris látható, hogy a YIG-rezonátor potenciálisan alkalmas a széles frekvenciasávban történő alkalmazásra.

A vizsgált modellt finomítva, a YIG-gömb egyéb jellemzőit is figyelembe véve kitűnik, hogy bár az (1) összefüggés jó közelítést ad, a rezonanciafrekvencia különféle okokból (pl. anizotrópia) egyéb geometriai és anyagjellemzők is befolyásolják és ezek a lineáris hangolási törvénytől való kismértékű eltérést okozhatnak. Ezen tényezők közül a legfontosabbak:

- a) a kristálytengelyek és az előmágnesező térerősség közötti szög,
- b) a YIG-anyag telítési mágnesezettsége és anizotrópiaállandója,
- c) a rezonátor esetleges alakhibája vagy inhomogenitása.

Az egykristály anyagok ismert módon anizotróp tulajdonságúak, emiatt a pontos rezonanciafrekvencia

Beérkezett: 1985. VII. 22. (□)

attól függ, hogy az egykristály tengelyei a külső polarizáló térrel milyen szöveget zárnak be. Ha a YIG-gömb [110] kristálytani tengelyét az állandó mágneses térre merőlegesen állítjuk be, és a gömböt az [110] tengely körül forgatjuk, a  $\Theta$  előfordulási szögtől függően a rezonanciafrekvencia finom változását a (2) egyenlet adja meg:

$$f_0 = g \left[ H_0 + (2 - 2,5 \sin^2 \Theta - 1,875 \sin^2 2\Theta) \frac{K_1}{M_s} \right] \quad (2)$$

ahol  $K_1$  az anizotrópiaállandó,  $M_s$  pedig a telítési mágnesszettség; mindkettő függ az anyagminőségtől és a hőmérséklettől.

A (2) egyenletből kitűnik, hogy  $29,5^\circ$ -nál, valamint a szimmetriából következően  $150,5^\circ$ -nál,  $209,5^\circ$ -nál és  $330,5^\circ$ -nál az anizotrópia hatás eltűnik; tehát megfelelő beállítás után ismét az (1) összefüggés érvényesül. A gyakorlati alkalmazásokban a YIG-gömböket ténylegesen a [110] tengely irányában rögzítik (ragasztják) egy szigetelő (alumíniumoxid kerámia vagy zafír) rúdra („orientálják”) és az ekörüli elfordítás ténylegesen végrehajtható; ily módon az anizotrópia és ezzel együtt  $K_1$  és  $M_s$  hőfokfüggő hatása közelítőleg kiküszöbölhető, vagy a rezonátor finomhangolása elvégezhető.

YIG-rezonátor megfelelő működésének alsó frekvenciáját az határozza meg, hogy kis rezonanciafrekvenciához egyre kisebb polarizáló mágneses tér szükséges, ez végül is nem viszi telítésbe a YIG-anyagot, sőt a lemágnesező hatás miatt a rezonátorban a homogén precesszió megszűnik.

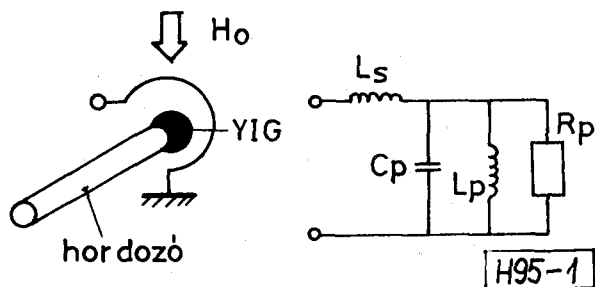
Gömbre ez az

$$f_{a1} = g \frac{M_s}{3} \quad (3)$$

frekvencián következik be, ahol  $M_s$  az anyagra jellemző telítési mágnesszettség. Tiszta YIG anyagra  $M_s = 140$  kA/m. A YIG-rezonátor működési frekvenciáját azonban általában eddig a frekvenciáig sem tanácsos csökkenteni a nemlineáris csatolási jelenségek miatt, hanem az  $f_{a2}$  határfrekvencia felett kell működtetni:

$$f_{a2} = 2g \frac{M_s}{3}, \quad (4)$$

ami tiszta YIG-re 3260 MHz. Ha e frekvencia alatt kívánunk YIG-rezonátort alkalmazni, más fémekkel ötvözött („doppolt”) YIG anyagokat kell felhasználni, ilyen anyagokkal az alsó frekvenciahatár 1 GHz alá csökkenthető.



1. ábra. A csatolt YIG-rezonátor vázlatja és helyettesítő képe

Az alkalmazhatóság felső frekvenciahatárát az előbbieknél kevésbé élesen az alábbi tényezők korlátozzák:

— magasabb magnetosztatikus módusok kialakulása,

— a giromágneses anyag növekvő veszteségei,

— a hangoláshoz szükséges nagyobb mágneses térerősség, amelyet elsősorban a vasanyag telítése és a hangolási disszipáció rohamos növekedése határol be.

A YIG-rezonátort a mikrohullámú áramkörhöz általában hurokkal csatoljuk. A hurkos csatolás előnye, hogy közel koncentrált elemű áramkörrel, kis méretekkel és közelítőleg homogén mikrohullámú térrel lehet a csatolást megvalósítani. Ez utóbbi tulajdonság a magasabb módusok gerjesztését csökkenti. Egyszerű analízissel megmutatható, hogy a hurokkal csatolt YIG-gömb helyettesítő képe párhuzamos rezgőkör az 1. ábra szerint, ahol  $L_s$  a csatoló hurok induktivitása, a párhuzamos rezgőkör elemei pedig az alábbiak:

$$L_p = \frac{p \cdot g \cdot M_s}{f_0} \quad (5)$$

$$C_p = \frac{1}{(2\pi)^2 p g M_s \cdot f_0} \quad (6)$$

itt  $p$  a YIG-gömb és a csatolóhurok geometriájától függő tényező. Figyelemre méltó, hogy a reaktanciák a rezonanciafrekvenciától függetlenek és így a jósági tényező is csak kismértékben változik a szélessávú hangolás során.

A csatolt YIG-rezonátor jósági tényezője több ezres nagyságrendű, ez biztosítja, hogy a teljes oszcillátor rezgési frekvenciáját jó közelítéssel a YIG-gömb rezonanciafrekvenciája határozza meg.

Napjainkban a YIG-hangolású oszcillátorok hurokkal csatolt YIG-gömbbel vannak megvalósítva. Miután azonban a YIG-gömb és a csatolást megvalósító hurok technológiailag nagymértékben különbözik a szokásos planár elrendezésű mikrohullámú integrált áramköröktől és ez gyártástechnológiailag is nehézséget okoz, intenzíven foglalkoznak hangolható YIG-rétegek kialakításával és ezek alkalmazásával oszcillátorokban. A közeljövőben várható a planáris szerkezetű magnetosztatikus hangolású oszcillátorok kereskedelmi megjelenése.

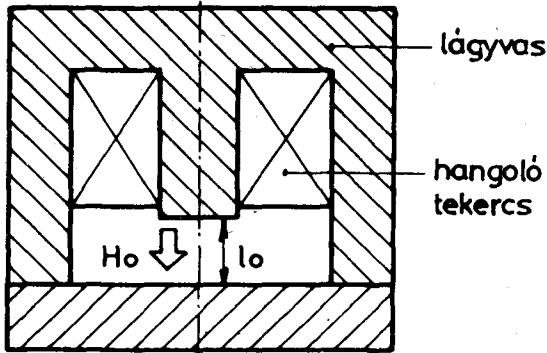
### 3. Hangoló áramkör

A YIG-rezonátort hangoló polarizáló mágneses teret vasmagos elektromágnessel állítjuk elő. Ennek vázlatát a 2. ábrán látható. A lágvasból készült zárt köpenyű vasmagnak, illetve háznak a hangolótér előállításán kívül a mágneses árnyékolás is feladata.

A hangoló kör tervezése kielégítő pontossággal történhet a lineáris közelítés alapján, miután a lágvas relatív permeabilitása az egységénél sokkal nagyobb és a gerjesztés lényegében a légrés átmágnesezéséhez szükséges.

Ha az  $l_0$  hosszúságú légrésben  $H_0$  mágneses térerősséget állítunk elő és a mágneses tér jó közelítéssel homogén, akkor

$$H_0 = \frac{NI_0}{l_0} \quad (7)$$



H95-2

2. ábra. A hangoló kör vázlatos felépítése

ahol  $I_0$  a gerjesztő (hangoló) áram,  $N$  pedig a menetszám. Az  $S$  hangolási merevedsége ennek alapján

$$S = \frac{f_0}{I_0} = g \frac{N}{I_0} \quad (8)$$

másrészt az  $N$  menetszám jó közelítéssel kifejezhető a huzal  $A$ , keresztmetszetének és az  $A_r$  teljes tekercsfelületnek a hányadosával:

$$N = \frac{A_r \cdot F_r}{A} \quad (9)$$

ahol  $F_r$  a rézköltési tényező ( $F_r < 1$ ).

A hangoló tekercs fontos jellemzője a  $P_h$  hangolási disszipáció és az  $R_0$  ellenállás:

$$R_0 = \rho \frac{ND_k \pi}{A_r} = \rho \pi \frac{A_r F_r D_k}{A_r^2} = \rho \pi \frac{D_k N^2}{A_r F_r} \quad (10)$$

ahol  $\rho$  a huzal fajlagos ellenállása,  $D_k$  a hangolótekercs közepes átmérője,

$$P_h = R_0 I_0^2 = \frac{\rho \pi}{g^2} \frac{D_k I_0^2}{A_r \cdot F_r} \cdot f_0^2 \quad (11)$$

A meghajtó áramkör szempontjából ugyancsak fontos a hangolótekercsen fellépő  $U_0$  feszültség is:

$$U_0 = I_0 R_0 = \rho \frac{ND_k \pi}{A_r} \cdot \frac{f_0 I_0}{g \cdot N} = \rho \frac{\pi D_k}{g A_r} f_0 I_0 \quad (12)$$

A hangolási disszipáció az árammal történő hangolás kellemetlen és ki nem küszöbölhető következménye; fontos, hogy a tervező a számos korlátozó tényezőt figyelembe véve, a hangolási disszipációt minimális értékűre csökkentse. A gyakorlatban a hangolási disszipáció elérheti a 0,5...1 W-ot.

Lényeges, hogy adott ház geometria esetén a hangolási disszipáció — első közelítésben — nem függ a menetszámtól, illetve a huzalátmérőtől. (Gyakorlatilag a használatos huzalátméretekre  $F_r$  kismértékben függ a huzalátmérőtől). Másrészt a hangolási disszipáció erősen függ a légréstől és a hangoló áramtól. Ez arra mutat, hogy a hangolási disszipáció csökkentése céljából a légrést az oszcillátor áramkör, illetve csatolt YIG-rezonátor méretei által megszabott legkisebb méreteket kell csökkenteni.

A hangoló áramtól való természetes függés különö-

sen 8...10 GHz feletti frekvenciákon jelent egyre nagyobb gondot; a több wattos hangolási disszipáció a termikus igénybevételt fokozza és a hangoló áramgenerátor disszipációját is megnöveli.

Kézenfekvőnek látszik állandó mágnes beiktatása a mágnescsőbe, annak reményében, hogy így a gerjesztő áram és a hangolási disszipáció csökkenthető lesz. Sajnos, az ismert állandó mágneses anyagok hőfokfüggése olyan nagy mértékű, hogy nem teszik lehetővé elfogadhatóan stabil oszcillátor készítését. Az analízis azonban azt is megmutatta, hogy az állandó mágnestől csupán kis relatív hangolási tartomány esetén várható a maximális hangolási disszipáció csökkenése, ugyanis az állandó mágnes relatív permeabilitása egységnyi, így látszólag megnöveli a légrést és ez a tény a hangolási tartomány szélein a disszipáció növekedését okozza.

#### 4. Hangolási nemlinearitás

Bár a gerjesztés lényegében a lineáris közelítés alapján tárgyalható, a mágnescső lágvas anyaga miatt elkerülhetetlenül fellépnek nemlineáris hangolási hatások:

- a hangolási nemlinearitás és
- a hangolási hiszterézis.

A 3. ábrán látható a vasanyag kvalitatív hangolási görbéje, amely a vizsgált tervezés szempontjából első sorban a  $B_v$  telítési indukcióval és a  $\Delta H_h$  hiszterézissel jellemezhető.

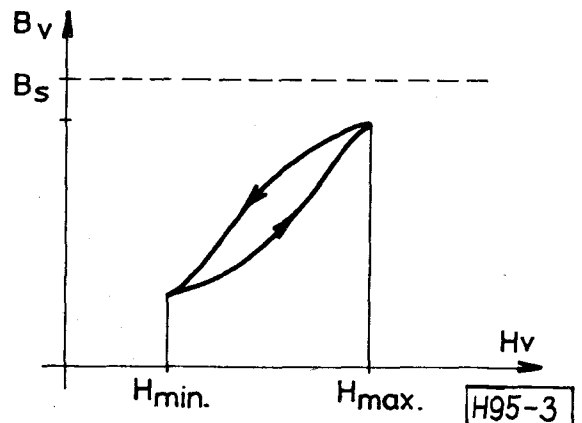
A mágnescső méretezésénél (felhasználva, hogy a permeabilitás egynél sokkal nagyobb) jó közelítéssel feltételezhetjük, hogy a mágneses erővonalak csak a légrésben lépnek ki a vasmagból, így az indukció a vasmagban és a légrésben azonos és állandó. Ekkor a gerjesztési törvény szerint:

$$\frac{B_v I_0}{\mu_0} + H_v I_0 = N I_0, \quad (13)$$

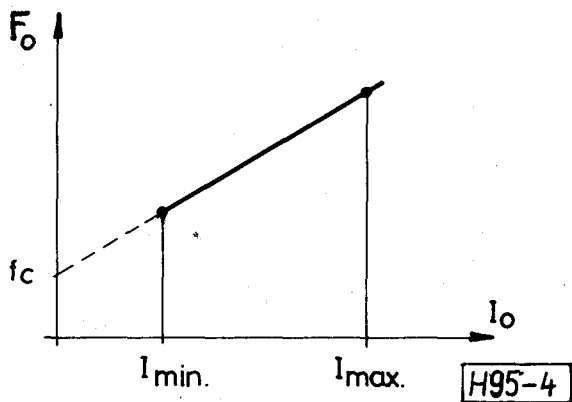
ahol

$$\frac{B_v}{\mu_0} \gg H_v,$$

a  $v$  index a vasmagra utal és  $l_0$  az átlagos erővonalhossz a vasmagban.



3. ábra. A vasanyagának mágnesezési görbéje



4. ábra. Linearizált hangolási összefüggés

A (14) egyenletről látható, hogy az első taggal leírt légrés linearizáló hatású, a légrés növelésével a hangolási nemlinearitás (és hiszterézis) csökkenthető (de ezzel a szükséges gerjesztés is megnő).

Miután az  $f_0$  rezonanciafrekvencia a légrésben levő mágneses térrel illetve indukcióval arányos, a tényleges frekvencia-hangolóáram összefüggés kvalitatíve hasonló a vasanyag mágnesezési görbéjéhez.

A tényleges hangolási összefüggés még ebben az esetben is jó közelítéssel lineáris. Ha  $F_0$ -al a linearizált névleges frekvenciát jelöljük:

$$F_0 = f_c + SI_0 \quad I_m \leq I_0 \leq I_M, \quad (14)$$

ahol  $f_c$  a korrekciós frekvencia (4. ábra), amely a vasanyagtól és a hangolási tartománytól függ.

Ha a hangolás nemlineáris jelenségeiről finomabb képet akarunk kapni, az  $f_0 - F_0$  frekvenciaeltérést határozzuk meg.

Itt látnunk kell, hogy  $F_0$  felírása tartalmaz önkényes elemet, pl. meghatározható úgy, hogy a hangolási sáv szélein a hiba zérus legyen (5/a ábra) vagy pedig úgy, hogy a maximális eltérés egyenletes legyen (5/b ábra). Látható, hogy a növekvő frekvenciák felé hangolva a nemlinearitás kisebb. (A két összefüggés  $f_c$  értékében különbözik). A 6. ábrán egy megvalósított oszcillátor  $f_0 - F_0$  görbéi láthatók.

A nemlineáris hatások csökkentésére az alábbi lehetőségek vannak:

— Nagy telítési indukciójú, kis hiszterézisű lágyvas alkalmazása. Ezek az anyagok különleges ötvözetek, amelyek másnes tulajdonságait az anyag összetételén

kívül az előállítás körülményei (pl. hőkezelés) is befolyásolják.

— Nagy légrés alkalmazása. Ez azonban a hangolási disszipációt növelné, ezért nem járható út.

— A mágneskör gondos kialakításával (megfelelő keresztmetszetekkel) biztosítani kell, hogy a mágneses indukció mindenhol viszonylag kis értékű legyen, hogy a telítés ne jelentsen korlátozást.

A fentiek figyelembevételével a hangolási nemlinearitás és a hangolási hiszterézis értéke 10 GHz alatti frekvenciákon néhány MHz-re csökkenthető.

## 5. Széles sávban hangolható oszcillátoráramkörök

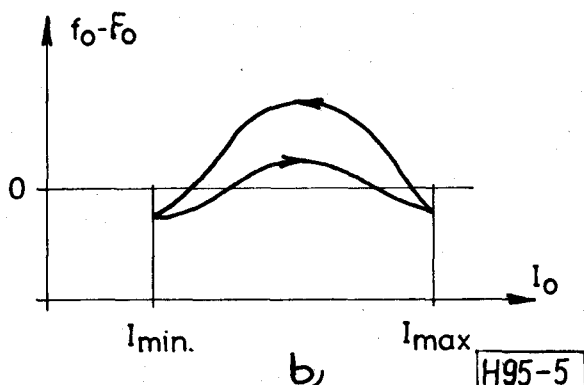
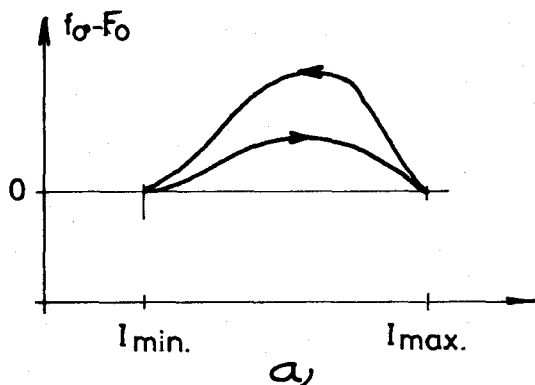
A széles frekvenciasávban hangolható YIG-rezonátorokhoz olyan oszcillátoráramköröket kell kialakítani, amelyek oszcillációra ugyancsak széles frekvenciasávban képesek. Az oszcillátor áramkörben a hangolható rezonátor alapvetően kétféle módon helyezhető el:

- negatív ellenállású (vagy konduktanciájú) aktív áramkörhöz rezonátor egykaput kapcsolva, vagy
- erősítő áramkört rezonátor kétkapun keresztül visszacsatolva (vagyis szelektív visszacsatolást alkalmazva).

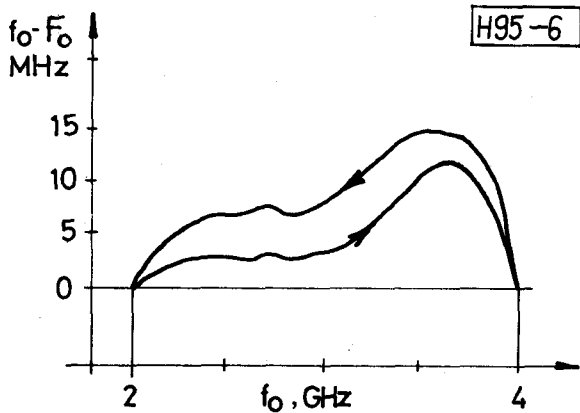
A második esetben az oszcilláció feltétele az, hogy a hurokerősítés egységnyi legyen, a fázistolás a hurokban  $360^\circ$  vagy ennek egész számú többszöröse legyen. Figyelembe véve azonban, hogy a szelektív visszacsatolást tartalmazó áramkör a fizikai felépítés miatt szükségképpen tartalmaz tápvonalszakaszokat és így frekvenciafüggő fázistolást; a fázisfeltétel megvalósítása — és így az oszcilláció — széles frekvenciasávban nem (vagy csak nagy nehézségek árán) biztosítható. Ez az oka annak, hogy a széles sávban hangolható YIG-oszcillátorokat negatív ellenállású (vagy konduktanciájú) áramkörökkel építik fel.

A negatív ellenállást megvalósító félvezető eszköz Gunn-dióda vagy mikrohullámú tranzisztor lehet.

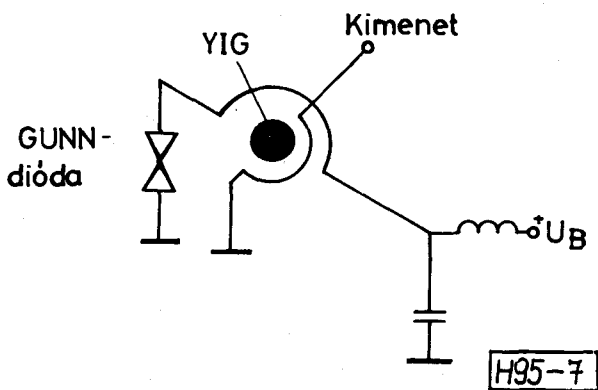
A negatív ellenállású Gunn-dióda hurokkal csatolódik a YIG-gömbhöz (7. ábra), amely nagy jóságú tényezője következtében meghatározza az oszcillációs frekvenciát. Különös gondot kell fordítani a Gunn-dióda termikus viszonyaira, mivel a rossz hatásfok miatt a Gunn-diódán több wattos disszipációs terhelés lép fel, ezért a Gunn-diódát igen kis termikus ellenállással kell a hőleadást biztosító fémtömbhöz csatlakoztatni.



5. ábra. Az  $f_0 - F_0$  frekvencia eltérés tipikus görbéi



6. ábra. Egy YIG-hangolású oszcillátor mért  $f_0 - F_0$  görbéje



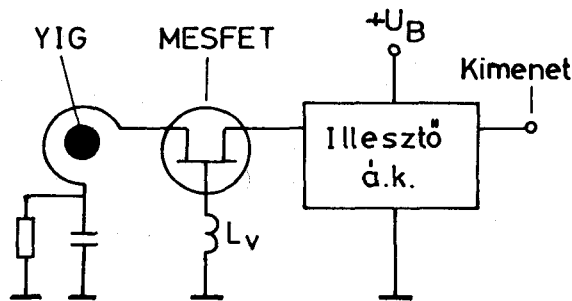
7. ábra. Gunn-diódás YIG-hangolású oszcillátor kapcsolás vázlatja

A kimeneten közel illesztett ohmos lezárást feltételezve a Gunn-diódára csatlakozó terhelés egyszerű struktúrájú és így hangolási diszkontinuitások (leszakadás, frekvenciaugrás) általában nem lépnek fel.

Különösen a definiálatlan vagy változó terhelésre dolgozó Gunn-oszcillátoroknál a terhelés hatásának (frekvenciaelhúzás) kiküszöbölésére a kimenetre izolátort célszerű kapcsolni.

A Gunn-dióda, mint negatív ellenállású kétpólusú eszköz, áramkörileg egyszerűbb felépítést, valamint az aktív elem és a hangolható rezonátor kompakt elrendezését teszi lehetővé, azonban a Gunn-dióda kis — maximálisan néhány százalékos — hatásfoka miatt ez az oszcillátortípus egyre inkább háttérbe szorul a tranzistoros oszcillátorokkal szemben. A Gunn-diódás oszcillátor alkalmazása csak ott lehet célszerű, ahol a tranzistoros oszcillátorok technológiai vagy egyéb okok miatt nem használhatók. A Gunn-diódás hangolható oszcillátorok célszerű alkalmazásának határa egyre magasabb frekvenciák felé tolódik, ez a határ már jelenleg is 10 GHz fölött van. A továbbiakban ezért a tranzistoros oszcillátorokat analizáljuk.

Negatív ellenállású oszcillátorként mind bipoláris, mind térvezérlésű (MESFET) tranzistorokat felhasználunk, a kétféle típus között elsősorban az alkalmazási frekvenciasáv szerint téve különbséget. Jelenleg a határvonal hozzávetőleg 4–5 GHz, ennél nagyobb frekvencián csaknem kizárólag MESFET-et használnak aktív elemként. A tranzistor negatív ellenállású



8. ábra. MESFET-tel felépített YIG-hangolású negatív ellenállású oszcillátor kapcsolás

áramkörre szélessávú visszacsatolás alkalmazásával tehető. A gyakorlatban legelterjedtebb a bázishoz (vagy MESFET esetén a gate-hez) csatlakozó soros induktivitással megvalósított visszacsatolás, (ez a kapcsolás tényleges kivitelében nagyon hasonló a földelt bázisú, illetve földelt gate-ű kapcsoláshoz). (8. ábra). A kapcsolás kitűnik egyszerű realizálhatóságával: a kívánt induktivitás a bázis, illetve gate kivezetés és a föld között könnyen megvalósítható és beállítható.

A szélessávú oszcillátorok tervezésénél a rezgés feltételét általában a kisjelű paraméterek alapján, lineáris modellből határozzák meg [4, 5, 6, 7]. A nagyjelű analízisre és a kimenőszint tervezése eddig alapvetően egyfrekvenciás (vagyis keskenysávú) esetben születtek eredmények [8, 9, 10], amelyek a szélessávú oszcillátor tervezésénél közvetlenül nem alkalmazhatók.

A lineáris modellben a rezgési feltételelt admittanciákra, illetve reflexiók tényezőkre felírva:

$$\operatorname{Re}(Y_n + Y_r) \leq 0 \quad (15)$$

$$\operatorname{im}(Y_n + Y_r) = 0,$$

illetve

$$|\Gamma_n \Gamma_r| \geq 1$$

$$\arg(\Gamma_n \Gamma_r) = k \cdot 360^\circ \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (16)$$

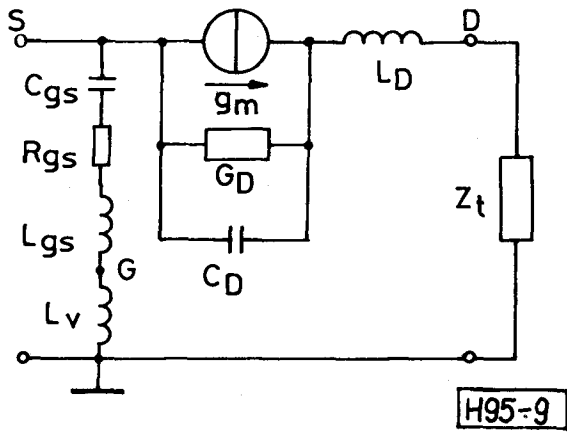
ahol az  $n$  index a negatív konduktanciájú egykapura, az  $r$  index pedig a rezonátor egykapura utal.

Oscilláció tehát ott lép fel, ahol az  $Y_n + Y_r$  admittancia valós része negatív. A nemlineáris analízis azt is megmutatja, hogy a negatív vezetésre tett egyszerű feltételek esetén a rezgési szint a negatív vezetés nagyságával monoton módon változik. A kisjelű analízist a tranzistor mért vagy katalógusban közölt kisjelű paramétereit felhasználva lehet elvégezni, ez a korszerű analízisprogramokkal nem jelent nehézséget.

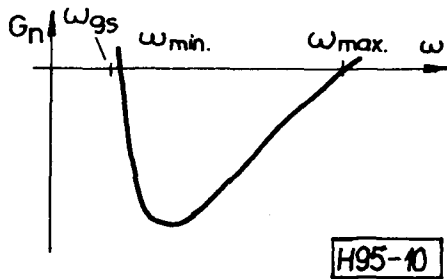
A tranzistor helyettesítő kapcsolásából kiindulva közelítő analízist lehet elvégezni, ami elég jó becslést ad a rezgési frekvenciasávra.

Az analízist a perspektivikus MESFET esetében elvégezve, induljunk ki az egyszerűsített helyettesítő kapcsolásból. (9. ábra).

$$Y_{be} = \frac{1}{Y_D Z_i + 1} \left( Y_D + \frac{g_m}{j\omega C_{gs} Z_{gs}} \right) + \frac{1}{Z_{gs}}, \quad (17)$$



9. ábra. A MESFET egyszerűsített helyettesítő kapcsolása



10. ábra. A 8. ábra szerinti kapcsolás konduktanciájának kvalitatív frekvenciafüggése

ahol

$$Y_D = G_D + j\omega C_D$$

$$Z_t = j\omega L_D + Z_t$$

$$Z_{gs} = R_{gs} + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_{gs}}\right)$$

$$L = L_{gs} + L_v$$

Első közelítésben, a nagyságrendeket figyelembe véve és  $Z_t$ -t elhanyagolva, valamint bevezetve az  $\omega_{gs}$  rezonanciafrekvenciát és az  $Q_{gs}$  jóságítényezőt:

$$\omega_{gs} = \frac{1}{\sqrt{(L_{gs} - L_v)C_{gs}}} \quad Q_{gs} = \frac{1}{R_{gs}\omega C_{gs}} \quad (18)$$

a bemeneti admittancia felírható:

$$Y_{be} = \frac{G_D + jC_D + \frac{j}{Q_{gs}} - \left[\left(\frac{\omega}{\omega_{gs}}\right)^2 - 1\right]}{1 - \omega^2 C_D L_D + j\omega L_D G_D} + \frac{\omega C_{gs}}{Q_{gs} + j\left[\left(\frac{\omega}{\omega_{gs}}\right)^2 - 1\right]} \quad (19)$$

$\text{Re}(Y_{be})$ -t kiszámítva és meghatározva az  $\omega_{min}$  és  $\omega_{max}$  határokat, amelyen belül  $\text{Re}(Y_{be}) \leq 0$ :

$$\left(\frac{\omega_{min}}{\omega_{gs}}\right)^2 = 1 + \frac{1}{R_{gs}g_m Q_{gs}^2} = 1 + \frac{R_{gs}}{g_m} \omega_{gs}^2 C_{gs}^2 \quad (20)$$

és

$$\left(\frac{\omega_{max}}{\omega_{gs}}\right)^2 = \frac{G_D + g_m}{G_D + g_m \omega_{gs}^2 L_D C_D} \quad (21)$$

Figyelembe véve, hogy (20) nem túlságosan különbözik az egységtől, a (21) összefüggés a frekvenciaátfogaásra is becslést ad. A konduktancia frekvenciafüggésének kvalitatív menete a 10. ábrán látható.

Az analízis és tervezés során a fenti számítás természetesen tovább finomítható a terhelő impedancia és a rezonátor hatásának figyelembevételével. Az elvégzett analízis alapján mindenesetre megállapítható, hogy a soros induktív visszacsatolás esetén a negatív konduktanciájú tartomány oktávnyi, vagy annál lényegesen nagyobb frekvenciatartományban is fennáll. A teljesség kedvéért meg kell említenünk, hogy az oszcillátor fokozat tervezéséhez még a kimeneti illesztő tervezése is hozzátartozik. A tranzisztoros oszcillátor fokozatokat általában erősítő fokozatok követik, ezek bemeneti admittanciáját kell az oszcillátor fokozathoz illeszteni. Szélessávú oszcillátor esetében itt is a számítógépes analízisnek és a kísérleti beállításnak van döntő szerepe.

A leválasztó erősítőnek a kimeneti szint megnövelésén és a szint frekvenciafüggésének kiegyenlítésén kívül az a kedvező hatása is megvan, hogy a terhelés hatásából származó frekvencia elhúzást nagymértékben csökkenti, vagy gyakorlatilag meg is szünteti.

Az oszcilláció stabilitásának és az oszcillátor zajnak a vizsgálata túlnyúlik e cikk keretein. Gyakorlati szempontból elsőrendű szerepe van a YIG-rezonátor nagy jósági tényezőjének, amely a kis zajú működés fontos feltétele, másrészt az oszcilláció stabilitását is kedvezően befolyásolja.

## 6. Frekvenciamoduláció

Miután a rezgés frekvenciája a YIG-rezonátor hangolásával parametrikusan változtatható, egyszerűnek tűnik a frekvenciamoduláció megvalósítása, a gerjesztő áram változtatásával. Sajnos, itt több nehézséggel kell számolni:

- a vasmag anyagának frekvenciával növekvő veszteségei,
- az örvényáramú hatás következtében fellépő további veszteségek és a mágneses tér „kiszorulása” a vasmagból,
- a szórt kapacitások hatása.

Mind ezeknek az a következménye, hogy növekvő moduláló frekvenciával a modulációs meredekség erősen csökken, és gyakorlatilag az elektromágnes frekvenciamodulációra néhány száz Hz-ig használható.

A megoldás külön finomhangoló tekercs beiktatása, ennek megfelelő kialakításával a modulációs frekvencia 3,5...10 MHz-ig is kiterjeszhető, de a monoton frekvenciafüggés nem küszöbölhető ki.

Nagyobb modulációs frekvencia esetén a YIG-hangolás és a varaktoros moduláció együttes alkalmazása tűnik járható útnak, de ez a megoldás sok konstrukciós problémát is felvet.

## 7. Technológiai problémák

A YIG-hangolású oszcillátorok fejlesztése és előállítás során több olyan különleges technológiai problémával találkozunk, amelyek megfelelő minőségű ter-

mék szempontjából döntő fontosságúak. Ezek a következők:

a) Elsődleges fontosságú a megfelelő méretű és minőségű YIG-gömb. A YIG-gömböt orientálva és kerámia (vagy zafír) hordozó rúdra ragasztva kell felhasználni. Megfelelő paraméterek és hőfokstabilitás elérése céljából a YIG-gömböt tartó rudat fűtéssel termikusan stabilizálni kell, erre hőfokfüggő ellenállást célszerű felhasználni.

b) Ugyancsak fontos a megfelelő és garantált minőségű lágyvas alkalmazása, ez biztosítja a kedvező hangolási tulajdonságokat.

c) Az egész áramkör szempontjából döntő fontosságú a mikrohullámú integrált áramköri technológia, amelynek segítségével az oszcillátor és erősítő áramköröket szigetelő hordozójú hibrid integrálással valósítjuk meg. Itt különös gondot jelent a félvezetőszekők és egyéb alkatrészek megbízható és pontos beültetése, valamint a csatoló hurok kialakítása.

## 8. A tervezés főbb lépései

Az előzőekben összefoglaltuk azokat a megfontolásokat és összefüggéseket, amelyeket a YIG-hangolású mikrohullámú oszcillátorok tervezésénél figyelembe kell venni.

Ezek alapján a tervezés fő lépései a következők:

1. A YIG-gömb kiválasztása a frekvenciasáv alapján. Elsődleges paraméterek a telítési mágnessétség, az átmérő és a jósági tényező (vagy az egyenértékű rezonancia vonalszélesség). Az orientálás megoldása. A YIG-rezonátor fűdőáramkörének tervezése.

2. A csatolóhurok megtervezése.

3. Oszcillátor áramkör tervezése (mérési eredmények vagy adatlap alapján) a hangolási sáv és a kimenő teljesítmény követelmény figyelembevételével.

4. Kimeneti erősítő tervezése, a kimeneti szint, a frekvenciamenet és a harmonikus torzítás figyelembevételével.

A 3. és 4. pont alapján tervezett oszcillátor és erősítő áramkört mikrohullámú integrált áramköri technológiával valósítjuk meg; a tervezés lényeges részét képezi a layout megtervezése.

5. A hangoló áramkör megtervezése. (A hangoló tekercs adatainak megválasztása, a meredekség és ellenállás alapján; a hangolási disszipáció ellenőrzése.)

6. A moduláló tekercs tervezése, a meredekség és frekvenciafüggés ellenőrzése.

A konstrukció végleges kialakítása során van néhány olyan lépés, amely gondos tervezés esetén is kísérleti alátámasztást, mérést, illetve beállítást igényel.

Ennek több oka van; részben az áramkörhöz csatolt YIG-gömbök, részben a tranzisztorok paramétereire mérés-technikai és technológiai okokból csak korlátozott pontossággal tarthatók kézből, részben pedig a mikrohullámú integrált áramköri realizálás is korlátozott pontossággal számítható. Mindamellet a gondos tervezés során kismértékű kísérleti finomítással a tervezési célkitűzések nagy biztonsággal megvalósíthatók.

A Távközlési Kutató Intézetben mind Gunn-diódás, mind tranzisztoros YIG-hangolású oszcillátorok fejlesztésével foglalkozunk és az 1...12 GHz közötti frekvenciasávokra több jól működő típust fejlesztettünk ki.

## 9. Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönetét fejezi ki Farkasvölgyi János tudományos munkatársnak és dr. Galambos György tudományos főmunkatársnak, akikkel a YIG-hangolású oszcillátorok fejlesztésének sok elméleti és gyakorlati vonatkozását tisztázták, valamint Oláh Bélának a realizálás során végzett precíz és gondos munkájáért.

## IRODALOM

- [1] *Markó Sz.*: Mikrohullámú ferritek és ferrites nonreciprok eszközök. Mikrohullámú kézikönyv (Szerk.: *Almássy Gy.*) Műszaki Könyvkiadó 1973. 259—378. o.
- [2] *Kása I.*: Mikrohullámú integrált áramkörök. Műszaki Könyvkiadó. 1978.
- [3] *Bex, H.*: Die Hochfrequenzfelder der vormagnetisierten Ferritkugel. Frequenz. 1974. H. 11. 305—311. o.
- [4] *Trew, R. J.*: Design Theory for Broadband YIG-Tuned FET Oscillators. IEEE Trans. MTT-27. No. 1. 1979. 8—14. o.
- [5] *Basawapatna, G. R.; Tsancliff, R. B.*: A Unified Approach to the Design of Wide-band Microwave Solid-state Oscillators. IEEE Trans. MTT-27. No. 5. 379—385. o.
- [6] *Papp, J. C.; Koyano, Y. Y.*: AN 8—18 GHz YIG -Tuned FET Oscillator. IEEE Trans. MTT-28. No. 7. 1980. 762—767. o.
- [7] *Soares, R.; Gräffeuil, J.; Obregon, J. (szerk.)*: Applications of GaAs MESFETs. Artech House — 1983.
- [8] *Johnson, K. M.*: Large Signal GaAs MESFET Oscillator Design. IEEE Trans. MTT-27. No. 3. 217—227. o.
- [9] *Baranyi A.; Ladvánszky J.; Kolombán G.*: Accurate Large Signal Characterization of Microwave Transistors. Proc. of the 7th Colloquium on Microwave Communication Budapest. 1982.
- [10] *Kotzebue, K. L.*: A Technique for the Design of Microwave Transistor Oscillators. IEEE Trans. MTT-32. No. 7. 1984. 719—721. o.
- [11] *Kása I.; Farkasvölgyi J.*: YIG-hangolású mikrohullámú oszcillátorok tervezési problémái. Mikrohullámú Szeminárium Közleményei. Budapest. 1985. 240—243. o.