

# Félvezető diódás mikrohullámú teljesítménymérőfej tervezési szempontjai

DR. MÁTAY GÁBOR  
BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék



## ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk a széles sávú félvezető diódás teljesítménymérőfejek tervezési kérdéseit tárgyalja. Részletesen foglalkozik a mérőátalakítóként felhasznált detektor analízisével, vizsgálja a detektor lezáróellenállásának hatását a dinamikartományra és a mérőfej határérzékenységre. A kapott eredmények megkönnyítik a széles sávú detektorok, illetve a diódás teljesítménymérőfejek tervezését.

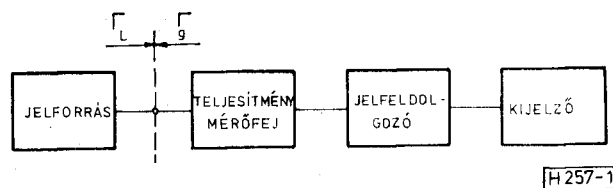
## 1. Bevezetés

A 10 mW-nál kisebb mikrohullámú teljesítmények mérésére teljesítmény-érzékelőként leggyakrabban a hőhatáson alapuló eszközöket, a bolométereket és a termoelemeket alkalmazzák. Mind a bolométeres, mind pedig a termoelemes teljesítményérzékelők 10  $\mu$ W–10 mW teljesítmény-tartományban működnek kellő pontossággal.

A kristály egyenirányítókat a rádiózás kezdete óta felhasználták RF-jelek detektálására, majd a jóminőségű tűs diódák megjelenésével a mikrohullámú sávban működő vevőkben keverőként [12]. A félvezető gyártási technológia fejlődése tette lehetővé olyan, jól reprodukálható, nagy megbízhatóságú félvezető diódák előállítását, melyek felhasználásával készített detektorok kis bemenőszintek esetén kimenetükön a bemeneti teljesítménnyel arányos jelet szolgáltatnak, így felhasználhatók mikrohullámú teljesítmény-érzékelőként. A legkorszerűbb diódás teljesítménymérőfejek 0,3 nW–10  $\mu$ W teljesítmény-tartományban működnek.

A félvezető diódás teljesítmény-érzékelők a mikrohullámú mérés technikában igen széles körben nyernek alkalmazást, úgymint hatkapus reflektométerekben [2], hatkapus hálózatanalizátorokban [3], RF teljesítménysűrűségmérőkben [5] stb. E műszerek a mérendő mikrohullámú jellemzőt teljesítménymérés alapján mérik.

Ez a cikk egy teljesítmény-sűrűségmérő műszer diódás mérőfejének fejlesztése kapcsán felmerült



1. ábra. A teljesítménymérés alapelve

Beérkezett: 1986. IX. 20. (\*)

Híradástechnika XXXVIII. évfolyam, 1987. 8. szám

DR. MÁTAY GÁBOR  
A Budapesti Műszaki Egyetemen szerzett villamosmérnöki diplomát 1967-ben, mikrohullámú szakmérnöki diplomát 1970-ben. Egyetemi doktori disszertációját 1975-ben védte meg, melynek témája „Közepes teljesítményű URH teljesítményosztók tervezése különös tekintettel a geometriai méretek csökkentésére.”  
A BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszék oktatója 1967 óta. Egyetemi adjunktus. A

„Mikrohullámú mérések és műszerek” c. tárgy társelődője, a mikrohullámú ágazaton a „Témalaboratórium” c. tárgy felelőse, az ágazati labortevékenység szervezője. A szakmérnök oktatásban a „Mérés és műszertechnika” c. tárgy előadójaként vesz részt. Kutatási területei: CATV-rendszerek, nagyfrekvenciás sugárzásmérés, URH és mikrohullámú áramkörtéchnológia, nagyfrekvenciás mérés technika.

elméleti kérdéseket tárgyalja, melyek eredménnyel jól használhatók, széles sávú detektorok és teljesítmény-mérőfejek tervezésénél.

## 2. A mikrohullámú teljesítménymérőfejjel szemben támasztott követelmények

A mikrohullámú teljesítménymérés alapelve az 1. ábra mutatja. A jelforrás által szolgáltatott mérendő mikrohullámú teljesítményt a teljesítménymérőfejben elhelyezett érzékelő elem valamilyen jól mérhető fizikai (rendszerint elektromos) mennyiséggé alakítja, mely megfelelő jelfeldolgozás után kijelzésre kerül.

A teljesítménymérési hibák túlnyomó részét a mérőfej hibái alkotják. Ezek közül a legjelentősebb a generátor és a mérőfej illesztetlenségéből eredő hiba. A teljesítménymérőfejre jutó teljesítmény ( $P_L$ ) az 1. ábra jelöléseit felhasználva, az alábbi jól ismert összefüggéssel adható meg a [13] szakirodalom alapján:

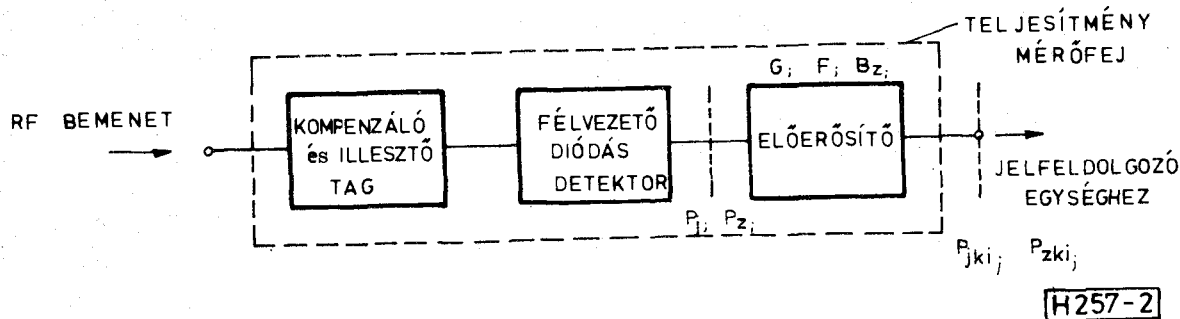
$$P_L = P_0 \frac{(1 - |\Gamma_g|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_g \Gamma_L|^2} \quad (1)$$

ahol

$\Gamma_g$ ;  $\Gamma_L$  — a generátor, illetve a mérőfej reflexió-tényezője,

$P_0$  — a mérőfejre jutó teljesítmény konjugált illesztés ( $\Gamma_L = \Gamma_g^*$ ) esetén.

A teljesítmény pontos meghatározása csak a reflexiótényezők ismeretében lehetséges (ez négy valós adat egyetlen frekvencián), ezért a teljesítménymérés során  $\Gamma_g = 0$  és  $\Gamma_L = 0$  ideális esetet



2. ábra. A teljesítménymérőfej felépítése

kell a lehető legjobban megközelíteni. A  $\Gamma_p$  értéke a mindenkor mérendő jelforrás függvénye, ezért a teljesítménymérőfej reflexiótényezőjének kell kicsinek lennie a működési frekvenciasávban.

E követelmény biztosítása mellett ideális esetben a mérőfejnek azonos belépőtelsítmény esetén a frekvenciától függetlenül azonos kimenőjelet kell szolgáltatnia.

A kis reflexiótényezőt és a közel frekvenciafüggetlen kimenőjelet széles frekvencia-tartományban és szinttartományban adott környezeti feltételek esetén kell a teljesítmény-mérőfejnek biztosítania.

A teljesítmény-érzékelőként alkalmazott félvezető diódás detektor önmagában nem tesz eleget a fenti kívánalmaknak, ezért a detektor előtt egy kompenzáló és illesztő fokozatot kell elhelyezni, továbbá a detektor által szolgáltatott jelet egy előerősítővel olyan szintre kell hozni, hogy a mérőfej és a jelfeldolgozó egység közötti kábel által „felszedett” zavarójelek a teljesítményérés pontosságát ne befolyásolják. A teljesítménymérőfej felépítését a 2. ábra mutatja, melyen a későbbi számításokhoz szükséges jellemzők is szerepelnek.

### 3. A teljesítménymérőfej tervezése, a tervezés során felmerülő kérdések tárgyalásai

A teljesítménymérőfej tervezése a 2. ábra alapján a szélessávú detektor és az azt követő előerősítő tervezésére bontható.

A széles sávú detektor tervezése a következő lépésekben végezhető el:

- a mikrohullámú dióda típusának kiválasztása,
- a detektor felépítésének (soros, vagy paraleldiódás detektor) megválasztása, az előfeszítés módjának eldöntése,
- a detektor egyenáramú lezárásának optimális megválasztása a legnagyobb szinttartomány elérése érdekében,
- a detektor bemeneti impedanciájának meghatározása,
- a kompenzáló és illesztő fokozat tervezése,
- a hőfokfüggés vizsgálata,
- annak eldöntése, hogy egy-, vagy két diódás detektort tartalmazzon a mérőfej.

Következő lépés az előerősítő tervezése és a mérőfej mechanikai konstrukciójának tervezése.

A fenti tervezési eljárás elvégzéséhez szükség van a detektor analízisére, mely alapján meghatá-

rozható a detektor kimenőfeszültsége és az optimális egyenáramú lezáróellenállása, dinamikatartománya, kimenőjelének hőfokfüggése. Az analízis során az egyszerűbb tárgyalás érdekében a fenti jellemzők meghatározása kisfrekvencián történik, melyen a detektor feszültségvezérelt eszköznek tekinthető. Az  $RF$ -jelforrás belső impedanciáját ( $Z_g = Z_0$ ) feltételezéssel a detektor kimenőjele frekvenciafüggésének meghatározásánál és a kompenzáló és illesztő fokozat tervezésénél vesszük figyelembe. A két diódás detektor tervezését nem tárgyaljuk (két egydiódás detektor tervezésére vezethető vissza), csak a legfontosabb tulajdonságait foglaljuk össze.

Az előerősítő tervezési szempontjainak meghatározásához vizsgáljuk a dinamikatartomány szempontjából optimális egyenáramú lezáróellenállással rendelkező detektorból és előerősítőből álló rendszer jel-zaj viszonyát.

A konstrukciós kérdések tárgyalásával nem foglalkozunk, mert jóval meghaladná e cikk kereteit.

### 4. A félvezető diódás detektor

A mikrohullámú detektor diódáknak a főbb jellemzők (maximális működési és tárolási hőmérséklet,  $RF$  kiegészi szint, hőfokstabilitás, video ellenállás, tangenciális érzékenység, dinamika tartomány, feszültségérzékenység) alapján történő összehasonlítása megtalálható a [1] szakirodalomban. Az összehasonlításban szereplő diódák (angol megnevezéssel: zero bias Shottky, biased Shottky, mesa back, planar back diode) közül a „zero bias Shottky” dióda rendelkezik a legkedvezőbb tulajdonságokkal. B dióda feszültség-áram karakterisztikája a mikrohullámú tús diódához nagyon hasonló, ugyanakkor sokkal jobb a mechanikai stabilitása. Külső előfeszítést nem igényel, dinamikatartománya kb. 60 dB, tangenciális érzékenysége kb. -65 dBm. Rosszabb hőfokstabilitása ellenére igen gyakran kerül felhasználásra mikrohullámú detektorokban.

A mikrohullámú frekvenciasávban a detektor alkapcsolások közül a soros diódás elrendezést célszerű választani, melynek legnagyobb előnye, hogy a detektorhoz kapcsolódó erősítő bemeneti kapacitása a diódát nem söntöli. Hátránya, hogy a dióda egyenáramú áramkörének záródását a jelforrásnak, vagy egy illesztő tagnak kell biztosí-

tania. Szélessávú detektorok és teljesítmény-mérőfejek esetén ez nem jelent igazi hátrányt, mert a detektort megelőző illesztő és kompenzáló fokozat e feladatot ellátja.

#### 4.1. A soros diódás detektor analízise

Az analízis célja az  $RF$  bemenőfeszültség és a  $DC$  kimenőfeszültség közötti kapcsolat megadása és annak vizsgálata, hogyan befolyásolja a detektor egyenáramú lezáróellenállása a detektor négyzetes törvényű működését.

A soros diódás detektort és helyettesítő képét a 3. ábra mutatja. A detektort folytonos üzemi szinuszos  $RF$  jel táplálja és a legkisebb frekvencián is teljesül az  $\omega_0 CR \gg 1$  feltétel.

A fém-félvezető átmenetet az  $R_B, C_B$  nemlineáris elemek, a veszteségeket az  $R_s$  ellenállás képviseli. Az  $L_s, C_c$  elemek a hozzávezetések, a tokozás, valamint a mikrohullámú térbe helyezett dióda mezőtorzító hatását reprezentálják. A kimeneti (videó) oldalon a diódát az  $i_j$  forrásáramú áramgenerátor és az  $R_v$  videó ellenállás helyettesíti. A következőkben majd bizonyítást nyer, hogy az áramgenerátor forrásárama az  $R_B$  rétegellenálláson fellépő  $RF$  teljesítménnyel,  $P_B$ -vel arányos. Az arányossági tényező  $\beta$ , az ún. áramérzékenységi tényező [10].

A videóellenállás definíció szerint a detektor kimenőfeszültsége kimeneti áram szerinti deriváltjának minusz egyszerese. Mérése állandó  $RF$ -generátorfeszültség esetén történik és a videóoldali lezáróellenállás változtatása révén bekövetkező kimenőfeszültség és áram megváltozásának mérésén alapul. A videó ellenállás függ a detektor kapcsolástól és a detektorra jutó  $RF$  jelszinttől. Különböző elemi detektorok videóellenállását B. G. Whitford vizsgálta [11]. A 3. ábrán feltüntetett detektorkapcsolás és kis szintek esetén a videóellenállás közelítőleg a dióda differenciális ellenállásával egyenlő [11]. A differenciális ellenállás meghatározása a dióda feszültség-áram karakterisztikája felhasználásával történik.

A fém-félvezető (Shottky) diódák feszültség-áram karakterisztikáját az alábbi összefüggés írja le:

$$i = I_s [e^{\alpha(u - iR_s)} - 1] \quad (2)$$

ahol

$I_s$  — a záróirányú telítési áram.

$$\alpha = \frac{q}{nkT} \quad (3)$$

$q$  — az elektron töltése  $q = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{C}$

$k$  — a Boltzmann-állandó,  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{J/K}$ ,

$T$  — a réteghőmérséklet K fokban,

$n$  — a diódára jellemző állandó.

A differenciális ellenállás a (2) összefüggés differenciálásával nyerhető (lásd 3. ábra):

$$R_D = \frac{du}{di} = \frac{1}{\alpha I_s} e^{-\alpha(u - iR_s)} + R_s \quad (4)$$

amely  $iR_s \ll u$  esetén a következő módon közelíthető:

$$R_D \cong R_B + R_s \quad (5)$$

ahol

$$R_B = R_{BO} \cdot e^{-\alpha u} \quad (6)$$

és

$$R_{BO} = \frac{1}{\alpha I_s} = \frac{nkT}{qI_s} \quad (7)$$

Az előző megállapítás alapján az (5) összefüggés felhasználásával a videóellenállásra a következő végeredmény adódik:

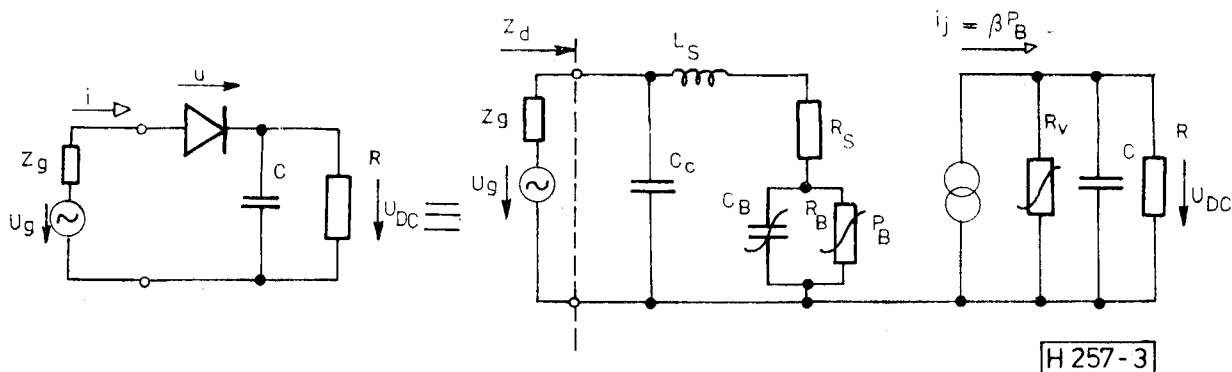
$$R_V = R_B + R_s \quad (7a)$$

##### 4.1.1. A detektor kimenőfeszültségének meghatározása

A kimenőfeszültség meghatározása  $R_s \ll R_B$  feltétel esetén, először olyan bemeneti frekvencián történik, hogy a 3. ábra helyettesítő képében szereplő reaktív elemek elhanyagolhatók legyenek. Ezen a frekvencián a detektor bemeneti impedanciája sokkal nagyobb a mikrohullámú gyakorlatban legtöbbször előforduló generátor impedanciánál, így a kimenőfeszültség meghatározásakor az egyszerűbb számítás végett a detektor feszültségvezérelt eszköznél tekinthető. A 3. ábra bal oldalán szereplő áramkörre az alábbi összefüggések írhatók  $Z_g = 0$  esetén:

$$u = u_g - U_{DC} \quad (8)$$

$$u_g = U_g \cos \omega t \quad (9)$$



3. ábra. Soros diódás detektor és helyettesítő képe

melyeket a (2) összefüggésbe helyettesítve, az  $iR_s \ll u$  feltételt is figyelembe véve, a diódán átfolyó nemlineáris áramra az alábbi adódik:

$$i(t) = I_s [e^{\alpha(U_g \cos \omega t - U_{DC})} - 1] \quad (10)$$

Az áram Fourier sorba fejthető, melyből az egyenáramú összetevő:

$$I_{DO} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i(t) d(\omega t) \quad (11)$$

A (10) összefüggést (11)-be helyettesítve az integrálást elvégezve a következő végeredmény adódik:

$$I_{DO} = I_s [e^{-\alpha U_{DC}} J_0(-j\alpha U_g) - 1] \quad (12)$$

ahol

$J_0(-j\alpha U_g)$  — az elsőfajú nulladrendű Bessel-függvény képzetes argumentummal.

A dióda egyenáram az  $R$  ellenállás és az egyenfeszültség segítségével is felírható:

$$I_{DC} = \frac{U_{DO}}{R} \quad (13)$$

A (13) összefüggés (12)-be történő helyettesítésével, valamint a módosított elsőfajú nulladrendű Bessel-függvény ( $I_0$ ) használatával a generátorfeszültség amplitúdója és a detektor kimenetén megjelenő egyenfeszültség közötti kapcsolatra az alábbi egyenlet adódik:

$$\frac{U_{DC}}{I_s R} + 1 = e^{-\alpha U_{DC}} I_0(\alpha U_g) \quad (14)$$

mely a (7) összefüggés felhasználásával a következő alakban írható fel:

$$\alpha U_{DC} \frac{R_{BO}}{R} + 1 = e^{-\alpha U_{DC}} I_0(\alpha U_g) \quad (15)$$

A (15) egyenletet a soros diódás detektor *normalizált egyenletének* nevezzük. Ennek oka az, hogy az egyenlet a normalizált kimenőfeszültség ( $\alpha U_{DC}$ ) és a normalizált generátorfeszültség amplitúdó ( $\alpha U_g$ ) között teremt kapcsolatot ( $\alpha$  dimenziója:  $V^{-1}$ ) és  $R_{BO}/R$ , mint paraméter tekinthető.

A *normalizált egyenlet* ( $\alpha U_{DC}$ )-re történő megoldása egyszerű, ha az  $\alpha U_{DC} \cdot \frac{R_{BO}}{R} \ll 1$  feltétel

fennáll, mely a (13) és (14) alapján  $\frac{I_{DC}}{I_s} \ll 1$  feltétellel egyenértékű. Ebben az esetben ( $\alpha U_{DC}$ )-re a következő összefüggés adódik:

$$\alpha U_{DC} = \ln[I_0(\alpha U_g)] \quad (16)$$

— *Kis jelek esetén*  $\alpha U_g < 1$  a (16) összefüggés jobb oldala sorba fejthető az alábbiak felhasználásával:

$$I_0(\alpha U_g) = 1 + \frac{(\alpha U_g)^2}{4} + \frac{(\alpha U_g)^4}{64} + \frac{(\alpha U_g)^6}{2304} + \dots \quad (17)$$

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} + \dots \quad |x| < 1 \quad (18)$$

A (17) első két tagját és (18) első tagját figyelembe

véve, a normalizált egyenfeszültség a következő módon írható fel,

$$\alpha U_{DC} \cong \frac{1}{4} (\alpha U_g)^2 \quad (19)$$

melyből következik, hogy a detektor kimenőfeszültsége a teljesítménnyel arányos.

— *Nagy jelek esetén*  $\alpha U_g \gg 1$ , a (16) összefüggésben szereplő, módosított elsőfajú Bessel-függvény a következő aszimptotikus összefüggéssel közelíthető:

$$I_0(\alpha U_g) = \frac{e^{\alpha U_g}}{\sqrt{2n\alpha U_g}} \quad (20)$$

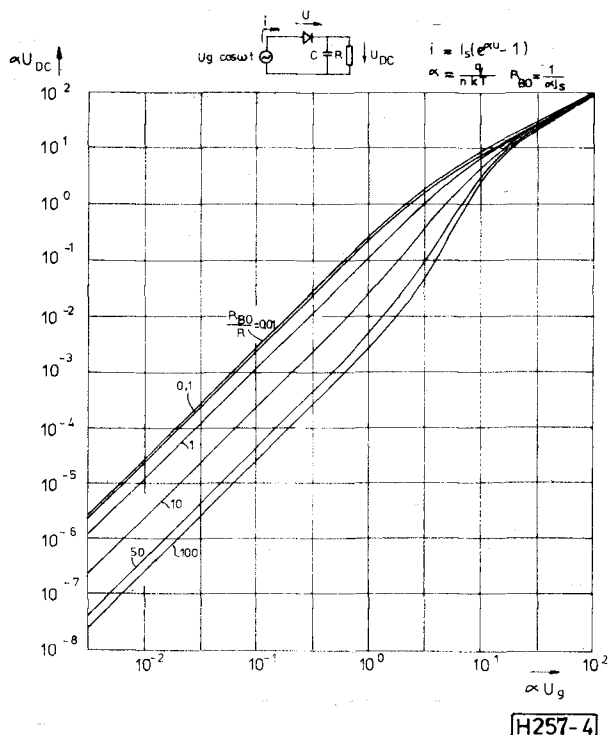
így a normalizált egyenfeszültségre a következő eredmény adódik:

$$\alpha U_{DC} = \alpha U_g - \frac{1}{2} \ln(2n\alpha U_g) \quad (21)$$

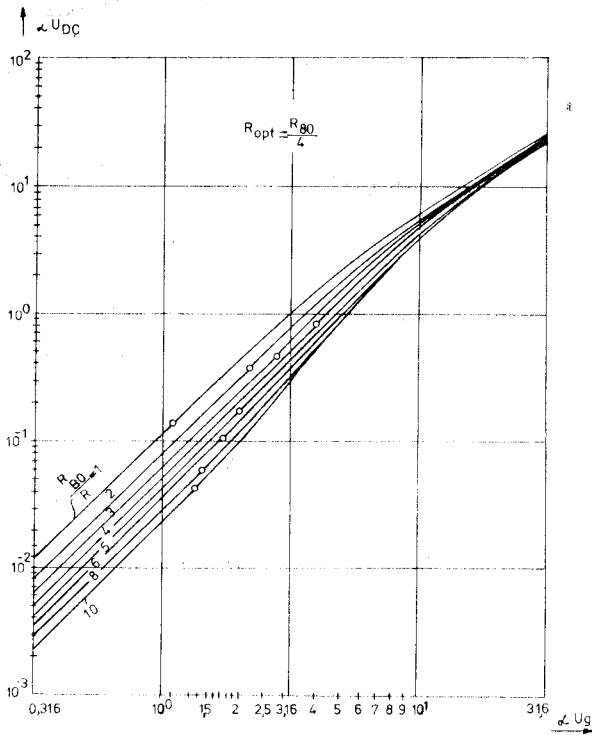
Ez esetben a detekció közelítőleg lineáris törvényű. A négyzetes és a lineáris törvényű tartomány között egy átmeneti tartomány található. A kiindulási feltételből következik, hogy a normalizált egyenfeszültségre kapott (19) és (21) összefüggésekben az  $R$  ellenállás hatását figyelembe vevő tag, vagy tényező nem szerepel.

A detektor *normalizált egyenletének általános megoldása* ( $\alpha U_{DC}$ )-re grafikus úton, vagy gépi úton sorozatos közelítéssel lehetséges. Commodore 64 számítógéppel a Newton—Raphson eljárás alkalmazásával kapott eredményeket a 4. ábra mutatja.

A 4. ábrán látható eredményekhez néhány fontos megjegyzés tehető:



4. ábra. Soros diódás detektor normalizált kimenőfeszültsége a normalizált generátorfeszültség amplitúdó függvényében



H257-5

5. ábra. A normalizált egyenfeszültség és a normalizált generátorfeszültség amplitúdó  $1 < R_{BO}/R < 10$  tartományban

— A kapott eredmények teljesen általánosak, ami azt jelenti, hogy a görbesereg alkalmas tetszőleges, de a (2) egyenlettel leírható karakterisztikájú diódát tartalmazó, feszültségvezérelt soros detektor kimenőfeszültségének meghatározására, ha a diódára jellemző  $\alpha$  és  $I_s$  ismertek.

- A kimenőfeszültség csökken, ha  $\frac{R_{BO}}{R}$  nő, azaz a lezáró ellenállás  $R$  csökken.
- A görbeseregből látszik, hogy a négyzetes törvényű detekció (ennek az ábrán  $45^\circ$ -os egyenesek felelnek meg a lóptékválasztás miatt) felső határa függ az  $\frac{R_{BO}}{R}$ -től és  $1 < \frac{R_{BO}}{R} < 10$  tartományban létezik egy olyan érték, melynél a felső határérték a legnagyobb.

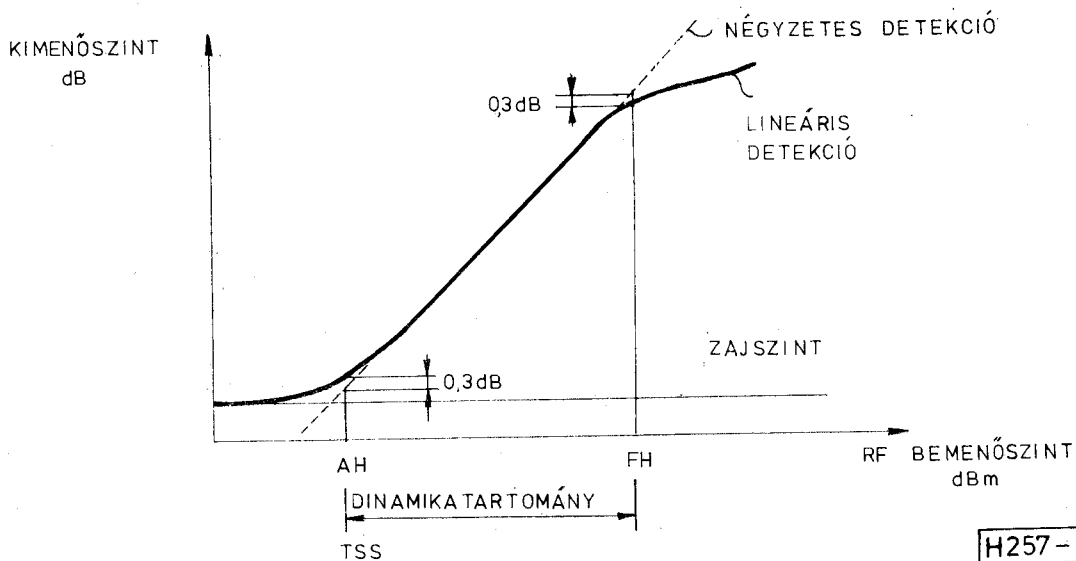
Az optimális lezáróellenállás meghatározása érdekében az  $1 < \frac{R_{BO}}{R} < 10$  tartományban a számításokat kisebb lépésközzel elvégezve, a kapott eredmények az 5. ábrán láthatók.

Az 5. ábra görbéin a négyzetes működés felső határát nullkörök jelölik. Látható, hogy  $\frac{R_{BO}}{R} = 4$  esetén a legnagyobb a felső határérték, így az optimális egyenáramú lezáróellenállás

$$R_{opt} = \frac{R_{BO}}{4} \quad (22)$$

Az  $\frac{R_{BO}}{R} = 0,01$  értékhez tartozó határérték

$\alpha U_g = 0,9$ ,  $\frac{R_{BO}}{R} = 4$  esetén  $\alpha U_g = 4$ , így a javulás kb. 13 dB, melynek ára a kimeneti egyenfeszültség csökkenése ugyanakkora bemenőszintet feltételezve. Kérdés, hogyan befolyásolja ez a detektor négyzetes működésének megfelelő szinttartományt?



H257-6

6. ábra. Detektorból és videó erősítőből álló rendszer bemenőszint-kimenőszint karakterisztikája

#### 4.1.2. A detektor dinamikatartománya

A detektor dinamikatartománya a négyzetes törvényű működés alsó és felső határa közötti szinttartomány. A dinamikatartomány definíciójának jobb megértését szolgálja a 6. ábra.

A tartomány alsó határát ( $AH$ ) a rendszer tangenciális érzékenysége ( $TSS$ ) határozza meg [8]. A tangenciális érzékenység mérése négyzetjellel amplitúdóban modulált  $RF$  jellel (modulációs mélység 100%) oszcilloszkópos kijelzéssel történik, és definíciószerűen azzal az  $RF$  teljesítménnyel egyenlő, mely esetén a jel+zaj hullámforma alsó széle éppen érinti a jelszűnetben megjelenő zaj felső szélét. A tangenciális érzékenységnek megfelelő bemenő szint esetén a négyzetes detekciótól való eltérés 0,3 dB. Ezért a felső határ megállapításánál ugyancsak a 0,3 dB-es értéket szokás alapul venni [10]. A tangenciális érzékenység a detektorból és videó erősítőből álló rendszer jellemzője. A detektor határérzékenységére a zajjal ekvivalens  $RF$  teljesítmény, a  $NEP$  (noise equivalent power) jellemző, amely az a bemeneti  $RF$  teljesítmény, mely esetén a detektor kimenetén 1 Hz sáv szélességben a jel-zaj viszony értéke 1. A tangenciális érzékenység és a  $NEP$  közötti kapcsolat [10] szakirodalom alapján a következő:

$$TSS = 2,5(NEP)\sqrt{B} \quad (23)$$

Adott  $B$  zajsáv szélesség esetén a  $NEP$  értékéből  $TSS$  meghatározható. Méréstechnikai okokból a tangenciális érzékenységgel történő jellemzés fordul elő a gyakorlatban [6]. Elméleti számításoknál a zajjal ekvivalens teljesítménnyel történő leírást célszerű használni.

A detektor négyzetes törvényű szinttartománya felső határának szempontjából optimális lezáró-ellenállás hatása az alsó határra, a detektor kimeneti jel-zaj viszonya alapján vizsgálható. A jel-zaj viszony számításához a detektor helyettesítő kép videó oldali részét a zajokat képviselő két áramgenerátorral a 7. ábra mutatja.

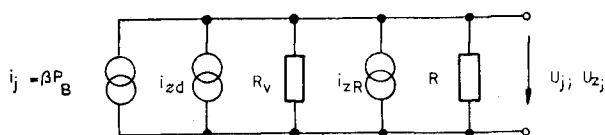
A dióda zaját az  $i_{zd}$ , az  $R$  ellenállás zaját pedig az  $i_{zR}$  forrásáramú generátor képviseli. A dióda zajáram négyzetes átlagértéke a következő módon írható fel:

$$\overline{i_{zd}^2} = \frac{4kT t(f_v) df_v}{R_v} \quad (24)$$

ahol

$t(f_v)$  — a dióda zajára jellemző frekvenciafüggő hőmérséklet viszony [10]:

$$t(f_v) = t_w \left( 1 + \frac{f_N}{f_v} \right) \quad (25)$$



H 257-7

7. ábra. A detektor videó oldali helyettesítő képe a zajforrások feltüntetésével

$t_w$  — a dióda ún. „fehér-zaj” hőmérséklet viszonya,  
 $f_N$  — a  $t(f_v)$  frekvenciaváltozására jellemző törésponti frekvencia,  
 $df_v$  — a videó sáv szélesség.

Az  $R$  ellenállás zajáramának négyzetes átlagértéke az alábbi módon írható fel:

$$\overline{i_{zR}^2} = \frac{4kT R df_v}{R} \quad (26)$$

ahol  $T_R$  — az  $R$  ellenállás hőmérséklete.

Miután a dióda és az ellenállás zaját képviselő zajforrások korrelálatlanok a kimeneti zajfeszültség négyzetes átlagértékére írható, hogy

$$\overline{u_z^2} = \overline{u_{zd}^2} + \overline{u_{zR}^2} \quad (27)$$

A két zajfeszültség meghatározásához felhasználva a [9] szakirodalomban leírt számítási eljárást, és feltételezve, hogy  $T_R = T$ , a következő végeredmények adódnak:

$$\overline{u_{zd}^2} = \frac{4kT t(f_v) R^2 R_v df_v}{(R_v + R)^2} \quad (28)$$

$$\overline{u_{zR}^2} = \frac{4kT R_v^2 R df_v}{(R_v + R)^2} \quad (29)$$

melyek felhasználásával a kimeneti zajfeszültség négyzetes átlagértéke a következő:

$$\overline{u_z^2} = 4kT R_e \frac{t(f_v) R + R_v}{R_v + R} df_v \quad (30)$$

ahol

$R_e$  — az eredő ellenállás

$$R_e = \frac{R R_v}{B + R_v} \quad (31)$$

A kivehető zajteljesítményre a (30) és (31) összefüggések felhasználásával a  $\xi = \frac{R_v}{R}$  ellenállásviszony bevezetésével az alábbi végeredmény adódik:

$$P_z = \frac{u_z^2}{4R_e} = kT \frac{t(f_v) + \xi}{1 + \xi} df_v \quad (32)$$

a kivehető jelteljesítményre pedig a 7. ábra jelöléseinek figyelembevételével,

$$P_j = \frac{1}{4} i_j^2 R_e = \frac{1}{4} (\beta P_B)^2 \frac{R_v}{1 + \xi} \quad (33)$$

melynek felhasználásával a kivehető jel-zaj viszony a következő:

$$\frac{P_j}{P_z} = \frac{(\beta P_B)^2 \cdot B_v}{4kT [t(f_v) + \xi] df_v} \quad (34)$$

Kis szintek esetén az (5) (6) és (7a) összefüggések alapján a videó ellenállás jó közelítéssel  $R_{B0}$ -val egyenlő, vagyis szintfüggetlennek tekinthető. Az  $R \gg R_{B0}$  feltétel esetén  $\xi \approx 0$  és a (34) összefüggéssel megadott jel-zaj viszony maximális. A jel-zaj viszony romlására jellemző a  $\xi = 0$  esetén és a  $\xi \neq 0$  esetén adódó jel-zaj viszonyok hányadosa, melyre (34) alapján a következő adódik:

$$\frac{(P_j/P_z) \xi = 0}{(P_j/P_z)} = 1 + \frac{\xi}{t(f_v)} \quad (35)$$

A jel-zaj viszony romlás függ a videó frekvenciától.

Ha az  $f_v \gg f_N$  feltétel teljesül, akkor (25) alapján  $t(f_v) = t_w$ . A  $t_w = 1$  értéket véve ( $t_w = 1,2$  tús diódára és  $t_w = 0,85$  Shottky diódára a [10] szakirodalom alapján), valamint figyelembe véve, hogy a dinamikartomány felső határa szempontjából optimális  $R$  esetén  $\xi = 4$ , a jel-zaj viszony romlás a (35) alapján 5-szörös, mely azt is jelenti, hogy  $\sqrt{5}$ -szörös  $P_{RF}$  szükséges ugyanakkora jel-zaj viszony eléréséhez mint  $\xi = 0$  esetén. Így a dinamikartomány alsó határa kb. 3,5 dB-lel nagyobb lesz. A felső határ 4.1.1. pontban kapott kb. 13 dB-es növekedését figyelembe véve, a dinamikartomány 9,5 dB-lel nő.

Ha az  $f_v \ll f_N$ , akkor a flicker zaj hatása jelentős és a  $t(f_v) \gg \xi$  eset is fennállhat, ebben az esetben a  $\xi$  változására bekövetkező jel-zaj viszony romlás nem számottevő, de természetesen a detektor kimeneti jel-zaj viszonya sokkal rosszabb, mint az előző esetben, így a dinamikartomány kisebb (lásd (34) összefüggést).

A (34) összefüggés alapján a detektor határérzékenységére jellemző  $NEP$  is meghatározható. Figyelembe véve, hogy a beeső  $RF$  teljesítmény a detektor bemenetéről reflektálódik és a reflektált teljesítmény frekvenciafüggő a detektor helyettesítő képében szereplő parazita elemek miatt, ezért a nemlineáris rétegellenálláson megjelenő teljesítmény is frekvenciafüggő azaz,

$$P_B = \kappa(f) P_{RF} \quad (36)$$

ahol

$\kappa(f)$  — a frekvenciától és az  $RF$  helyettesítő képében szereplő elemek értékétől függő tényező

Az (5) és (36) összefüggések (34)-be történő helyettesítésével  $P_j/P_z = 1$  és  $df_v = 1$  Hz esetén a (34)-ből kifejezhető  $P_{BF}$  éppen a  $NEP$ -vel egyenlő:

$$NEP = \frac{1}{\beta \kappa(f)} \sqrt{\frac{4kT[t(f_v) + \xi]}{R_s + R_B}} \quad (37)$$

melyből látható, hogy a  $NEP$  a diódaparamétereiken kívül függvénye  $f$ -nek,  $f_v$ -nek és  $\xi$ -n keresztül a lezáróellenállásnak  $P$ -nek.

#### 4.1.3. A detektor bemeneti impedanciája

A detektor bemeneti impedanciája a 3. ábra helyettesítő képe alapján számítható. A bemenőimpedancia szint és frekvenciafüggő. A szintfüggést a nemlineáris  $R_B$  és  $C_B$  okozza.  $R_B$  és  $C_B$  az  $RF$  jel hatására is változik, a továbbiakban e mennyiségeken egy  $RF$  periódusra vett átlagértéket értünk, mely a munkaponti  $DC$  előfeszítésnek megfelelő érték. A detektor bemeneti admittanciájára a 3. ábra jelöléseivel a következő végeredmény adódik:

$$Y_d = \frac{1}{Z_d} = \frac{AC + RD}{C^2 + D^2} + j \left( \frac{RC - AD}{C^2 + D^2} + E \right) \quad (38)$$

ahol

$$A = \frac{1}{R_B}; \quad R = \omega C_B; \quad E = \omega C_c$$

$$C = 1 + \frac{R_s}{R_B} - \omega^2 L_s C_B$$

$$D = \omega \left( \frac{L_s}{R_B} + R_s C_B \right)$$

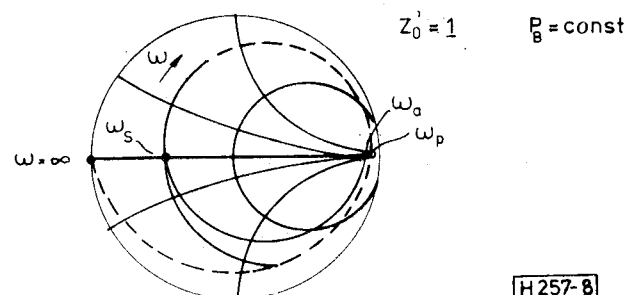
Az  $Im Y_d = 0$  egyenletből a detektor soros és párhuzamos rezonanciafrekvenciája meghatározható. A gyakorlatban előforduló diódaparamétereket illusztrálja az I. táblázat, amely a TKI 1ST 1403 G tús dióda és a HP HSCH—3486 típusú „zero bias Shottky” dióda helyettesítő kép elemértékeit foglalja össze. A TKI dióda elemértékeinek meghatározása  $I_{DC} = 100 \mu A$  és optimális videóoldali lezáróellenállás esetén mért  $Z_d(\omega)$ -hól történt, a HP-dióda adatai katalógus adatok. A táblázat utolsó két sora a soros ( $f_s$ ) és a párhuzamos ( $f_p$ ) rezonanciafrekvenciákat tartalmazza.

1. táblázat

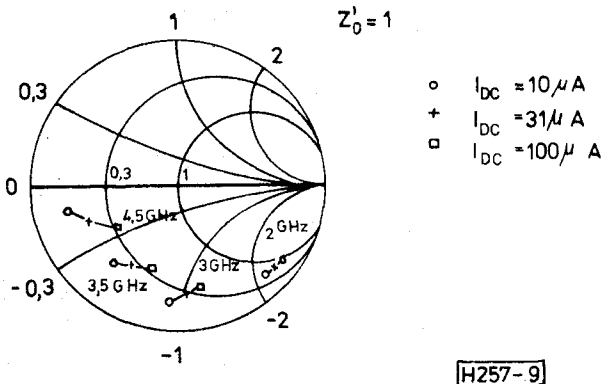
Paraméter	Dióda típusa		
	TKI 1ST 1403 G	HP HSCH-3486	
$R_s$	ohm	6,5	10
$L_s$	nH	1,8	2,23
$R_B$	kohm	1,6	4,58
$C_B$	pF	0,5	0,148
$C_c$	pF	0,044	0,063
$f_s$	GHz	5,1	8,8
$f_p$	GHz	17,8	13,4

A  $P_B = \text{állandó}$  feltétel esetén kapható tipikus  $Z_d'(\omega)$  görbét mutat Smith-digramban ábrázolva a 8. ábra. A görbe a kisfrekvencián mutatott közel tiszta valós impedanciából ( $P_s + P_B$ )-ből indul, majd a soros és párhuzamos rezonanciafrekvencián felvett tiszta ohmos értékek után  $\omega \rightarrow \infty$  esetén a rövidzárnak megfelelő nulla értékhez tart. Az 1. táblázatban szereplő értékek figyelembevételével, jó közelítéssel a soros rezonancia  $L_s$  és  $C_B$  értékéből, a párhuzamos pedig  $L_s$  és  $C_c$  értékéből számítható. A párhuzamos rezonanciára számítás útján kapott eredményeknél a mérési eredmények kisebbre adódhatnak, mert a dióda mezőtörzítő hatását is magukban foglaló  $L_s$  és  $C_c$  elemek az igen nagy frekvencián fellépő magasabb módusok miatt frekvenciafüggővé válnak.

A  $P_B$  értékének növelésével  $I_{DO}$  nő, a helyettesítő képben szereplő  $R_B$  csökken, a detektor önelfeszítő kapcsolása miatt a diódán megjelenő meg-



8. ábra. A detektor normalizált bemenőimpedanciája a frekvencia függvényében



9. ábra. A TKI 1ST 1403 G típusú diórával készült soros diódás detektor bemenőimpedanciájának szintfüggése

növekedett egyenfeszültség a diódát jobban lezárja, így a rétegek kapacitása csökken, azaz a detektor bemenőimpedanciájának mind a valós, mind pedig a képzetes része változik. A fentiek illusztrálására a TKI 1ST 1403 G típusú dióda  $Z_0 = 50$  ohm-ra normalizált bemenőimpedanciájának mért szintfüggését mutatja a 9. ábra.

#### 4.1.4. A teljesítményérzékelőként felhasznált soros diódás detektor kimenőjelének frekvenciafüggése

A detektor kimenőjele  $i_j$  arányos a nemlineáris ellenálláson fellépő teljesítménnyel  $P_B$ -vel.  $P_B$ -frekvenciafüggő a dióda parazita elemei miatt. A 10. ábra alapján definiált a teljesítményátadási tényező a kimenőjel frekvenciafüggésére jellemző

$$\frac{P_B}{P_0} = \left| \frac{U_B}{U_g} \right|^2 \frac{4Z_0}{R_B} \quad (39)$$

ahol

$P_0$  — a generátorból kivehető teljesítmény.

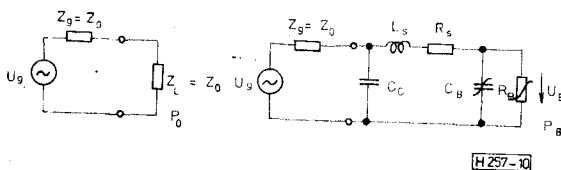
A (38) összefüggésnél bevezetett jelölések felhasználásával a  $P_B/P_0$ -ra a következő végeredmény adódik:

$$\frac{P_B}{P_0} = \frac{4Z_0}{R_B} \times \frac{1}{[C + Z_0(A - ED)]^2 + [D + Z_0(R + EC)]^2} \quad (40)$$

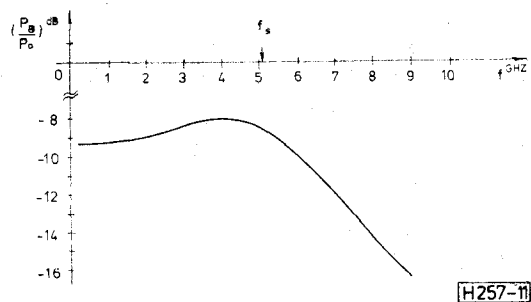
A (40) összefüggés a legkisebb működési frekvencián ( $\omega = \omega_a$ ) az  $A \dots D$  értékek helyettesítésével

$$\frac{P_B}{P_0} \Big|_{\omega = \omega_a} \cong \frac{4Z_0 R_B}{(R_B + R_s + Z_0)^2} \quad (41)$$

A teljesítményátadási tényező frekvenciafüggését a TKI 1ST 1403 G típusú diórával készült detektorra a 11. ábra mutatja.



10. ábra. Magyarázó ábra a teljesítményátadási tényező definiálásához



11. ábra. A teljesítményátadási tényező frekvenciafüggése TKI 1ST 1403 G diórával készült detektor esetén

A görbe a (41) összefüggéssel megadott értékről indul, a soros rezonancia közelében mintegy 1,3 dB kiemeléssel rendelkezik majd rohamosan csökken. A kiemelés mértéke az  $L_s$ -ből és  $C_B$ -ből kialakult soros rezgőkör jósági tényezőjétől függ. E jósági tényezőt döntően a  $(R_s + Z_0)$  értéke határozza meg. A bemenőimpedanciára és a teljesítményátadási tényezőre a 9. és 10. ábrákon felrajzolt görbék tipikusak, azaz más típusú fém-félvezető diódák esetén is jellegre nézve hasonló eredmények adódnak.

A bemenőimpedancia és teljesítményátadási tényező frekvenciafüggéséből megállapítható, hogy a bevezetőben az illesztésre és a közel frekvenciafüggetlen működésre vonatkozó előírások széles frekvenciasávban, kompenzáló és illesztő elemek felhasználásával, csak a dióda soros rezonanciája alatti sávban teljesíthetők. Ebben a sávban a bemenőimpedancia kapacitív jellegű és a teljesítményátadási tényező jelentősen nem változik.

#### 4.1.5. A hőmérsékletfüggés vizsgálata

A detektor kimenőfeszültségének hőmérsékletfüggése a (14) összefüggés alapján vizsgálható. E számítás szintén  $Z_g = 0$  feltétel esetén történik, így csak kisfrekvenciás működés esetén ad pontos eredményt a kimenőjel hőfokfüggésére. Nagyfrekvencián, a dióda soros rezonanciájához közelítve a hőmérsékletfüggésre kapott eredmények egyre durvább közelítésnek tekinthetők, hiszen a teljesítményátadási tényező is hőmérsékletfüggő  $R_B$  hőfokfüggése miatt.

A (14) összefüggésben  $\alpha$ ,  $I_s$  és  $R$  hőmérsékletfüggő. A lezáróellenállás hőmérsékletfüggése miatt bekövetkező kimenőfeszültségváltozás elhanyagolható a dióda hőmérsékletfüggéséből adódó változáshoz képest, így a továbbiakban  $R$  értéke (14)-ben állandónak tekinthető. Mikrohullámú fém-félvezető diódák esetén a szobahőmérsékleten a telítési áram  $10 \mu\text{A}$  körüli érték. A kis rétegek kapacitása elérése érdekében a fém-félvezető átmenet felülete kicsi ( $F = 10^{-8} \text{ m}^2$ ), így a telítési áramsűrűség nagy ( $J_s = 1000 \text{ A/m}^2$ ). Nagy telítési áramsűrűség esetén  $J_s$  hőmérsékletfüggése a [7] szakirodalom alapján a következő:

$$J_s = A * T_e^{-\frac{q}{kT}(\phi_{BO} - A\phi)} \quad (42)$$

ahol

$A^*$  — az effektív Richardson-állandó ( $\sim 1,2 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2\text{K}^2$ ),



$T$  — a réteghőmérséklet K fokban,  
 $\Phi_{BO}$  — a zérus térerősséghez tartozó Shottky-potenciálját magassága,  
 $\Delta\Phi$  — korrekciós tag.  
 Figyelembe véve, hogy a záróirányú telítési áram,

$$I_s = J_s \cdot F \quad (43)$$

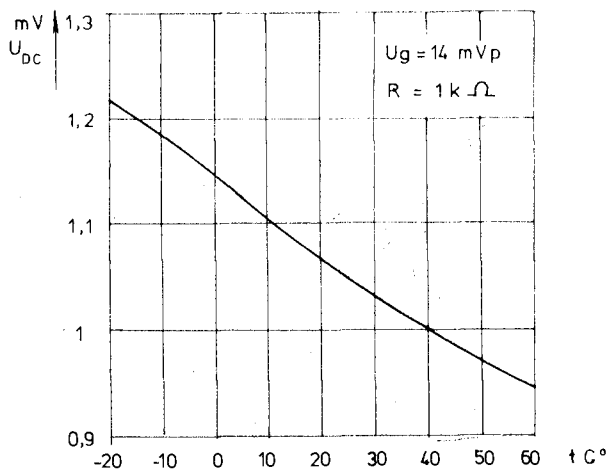
valamint  $\alpha$  (3)-mal megadott értékét és bevezetve a következő jelölést:

$$\Phi = \Phi_{BO} - \Delta\Phi \quad (44)$$

a (14) összefüggés az alábbi alakba írható:

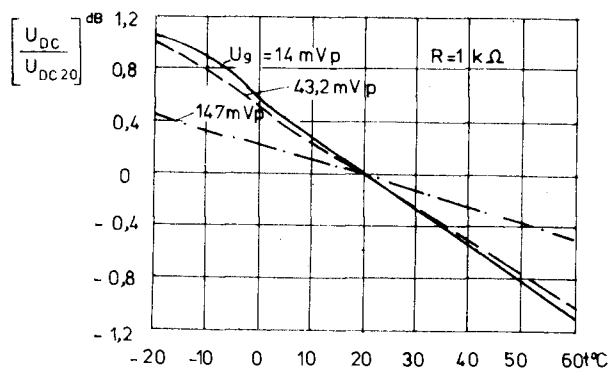
$$\frac{U_{DO}}{RFA \cdot T^2} e^{\frac{q\Phi}{kT}} + 1 = e^{-\frac{q}{nkT} U_{DC}} \cdot I_0 \left( \frac{q}{nkT} U_g \right) \quad (45)$$

A (45) összefüggésből a kimenőfeszültség hőmérsékletfüggését a hőmérséklet szerinti deriválás helyett célszerű numerikus úton meghatározni, mert a deriváltban  $U_{DO}$  (45)-höz hasonlóan impli-



H257-12

12. ábra. Soros diódás detektor kimenőfeszültségének hőfokfüggése



H257-13

13. ábra. Soros diódás detektor kimenőfeszültségének hőfokfüggése különböző RF-bemenőszinteknél

cit alakban szerepel és a differenciálhányados értékének meghatározása ugyancsak numerikus módszerrel volna lehetséges.

A hőmérsékletfüggést illusztrálja tipikusan előforduló dióda paraméterek ( $n=1,8$ ;  $\Phi=0,481$  V;  $F=10^{-8}$  m<sup>2</sup>) és  $R=1$  kohm esetén a 12. ábra. A  $\Phi$  értékének meghatározása a  $T=298$  K hőmérsékletre tartozó  $I_s=10$   $\mu$ A érték alapján történt a (42)—(44) összefüggések felhasználásával. A lezáróellenállás értéke  $R_{opt}$  kerekített értékének felel meg.

A detektor kimenőfeszültségének hőfokfüggését mutatja dB-ben különböző RF bemenőszintek esetén a 13. ábra. A vonatkoztatási alap a 20 °C-nál kapott kimenőfeszültség.

Az ábra alapján megállapítható, hogy növekvő bemenőszinteknél a kimenőfeszültség hőfokfüggése kisebb. Ez azzal magyarázható, hogy a telítési áram hőfokfüggése okozta változás nagyobb szinteknél kisebb befolyást gyakorol a kimenőfeszültség hőfokfüggésére. Igen kis szinteknél a kimenőszint csökkenés 0,0273 dB/fok.

A kapott értékek tipikusnak tekinthetők, és alkalmasak arra, hogy a kimenőfeszültség hőfokfüggése a mérőfej tervezésénél figyelembe vehető legyen.

#### 4.2. A detektor kompenzáló és illesztő fokozata

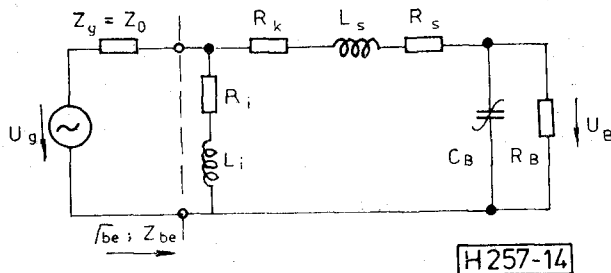
A kompenzáló és illesztő fokozat feladata a teljesítményátadási tényező frekvenciafüggésének jelentős csökkentése és ezzel egyidejűleg a kis bemeneti reflexiótényező biztosítása széles frekvenciasávban. A kompenzálás, illetve az illesztés elvégzését az teszi lehetővé, hogy a négyzetes törvényű tartományban a detektor bemenőimpedanciája nem mutat jelentős szintfüggést, ezért a szinttartomány közepén felvett szinthez tartozó nemlineáris diódaparamétereket lehet alapul venni a kompenzáló és illesztő fokozat tervezésénél.

A széles sávú illesztés a 8. ábrán látható  $Z_d'(\omega)$ -t figyelembe véve tisztán reaktív illesztőelemekkel nem valósítható meg. Az illesztéshez felhasznált veszteséges elemek hatására a detektor áramérzékenységi tényezője csökken. Kis frekvenciákon  $Z_d$  nagy, így a detektor bemenetén párhuzamosan elhelyezett  $R_i=Z_0$  értékű ellenállás az illesztési feladatot megoldja. Ugyanez az ellenállás a soros rezonancia közelében egyébként is kis valós részű  $Z_d$ -t tovább csökkenti. Ennek elkerülésére  $R_i$ -vel egy  $L_i$  induktivitást kell sorba kapcsolni. A detektor bemenetén párhuzamosan elhelyezett  $Z_i=R_i + j\omega L_i$  impedancia révén a kis frekvenciás illesztés biztosított, de a soros rezonancia közelében a bemeneti impedancia valós része változatlanul kicsi marad. A diódával sorba kapcsolt megfelelő értékű  $R_k$  ellenállással az illesztés a soros rezonancia környezetében is biztosítható. Ugyanakkor az  $R_k$  ellenállás a dióda helyettesítő képében szereplő  $R_s, L_s, C_B$  elemekből felépülő rezgőkör jóságát rontja, hiszen a rezgőköri ellenállás  $R_k$  értékkel nő. Így az  $R_k$ -ellenállás a 11. ábrán látható, a teljesítményátadási tényezőben az  $f_s$  frekvencianál jelentkező kiemelést is csökkenti, azaz kompenzáló szerepet is betölt. A fentiek eredményeképpen ki-

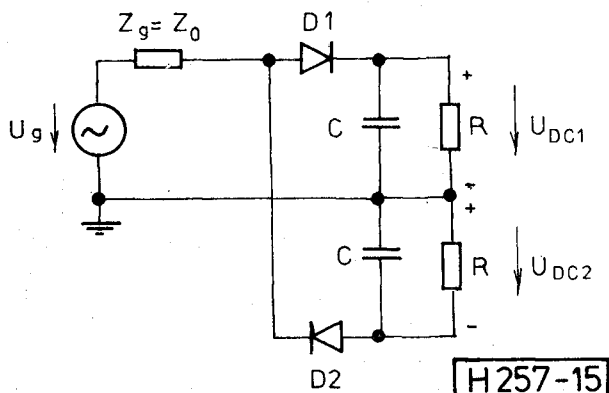
alakult, a széles sávú detektorban gyakran használt [7], illesztő és kompenzáló fokozattal ellátott detektor *BF* helyettesítő képét mutatja a 14. ábra.

Az  $B_i, L_i, B_k$ -elemek értékének mind az illesztés, mind pedig a közel állandó teljesítményátadási tényező szempontjából optimális megválasztása érdekében analízis program készült a 14. ábra áramkörére. A program  $f_1, f_2$  frekvenciatartományban  $\Delta f$  lépésköz távolságra lévő pontokban kiszámítja  $|U_B/U_g|, \operatorname{Re}Z_{be}, \operatorname{Im}Z_{be}$  és  $|I_{be}|$  értékeket. Képezi az  $|U_B/U_g|$  érték átlagát és kiszámítja az ettől való maximális eltérést dB-ben, valamint megadja  $|I_{be}|$  maximumát és a hozzájuk tartozó két (rendszerint különböző) frekvenciát. Néhányszori futtatással a keresett elemek közel optimális értéke meghatározható. Optimális esetben a teljes működési frekvenciasávban  $|I_{be}| < < |I_{min}|$  és a teljesítményátadási tényező ingadozása minimális.

A fentiek illusztrálására az I. táblázatban található HP HSCH—3486 típusú diódára megadott adatok felhasználásával, a detektor kompenzáló és illesztő fokozatának elemértékeire  $Z_g = Z_0 = 50$  ohm esetén,  $B_i = 51$  ohm,  $L_i = 0,2$  nH és  $R_k = 91$  ohm értékek adódnak és a kompenzált detektornál a 30 MHz-től 8,5 GHz-ig terjedő frekvenciasávban  $|I_{be}| < 0,18$  és a teljesítményátadási tényező ingadozása kisebb, mint 0,3 dB. Ugyanez a detektor a fenti frekvenciasávban kompenzáló és illesztő fokozat nélkül  $|I_{be}| \leq 0,98$  reflexiótényezővel és 5,9 dB teljesítményátadási tényező ingadozással rendelkezik.



14. ábra. Koncentrált elemekkel kompenzált és illesztett detektor *RF*-helyettesítő képe



15. ábra. Két diódás kiegyenlített detektor

### 4.3. A két diódás detektor

A 3. ábrán látható soros diódás detektor két hátrányos tulajdonsága: az *BF*-jelre szuperponált *DC*-feszültségre való nagyfokú érzékenység, valamint a négyzetes törvényű működés felső határa környezetében az *RF*-jel harmonikusaira való érzékenység. Mindkét hátrányos tulajdonság nagy mértékben kiküszöbölhető a 15. ábrán látható két diódás, vagy kiegyenlített detektor alkalmazásával [4].

A két diódás detektor további előnye az egy diódás detektorral szemben, hogy a kimeneti jel-zaj viszonya 3 dB-lel nagyobb. Ennek oka az, hogy a két diódás detektor kimenőfeszültsége kétszerese az egy diódás detektorénak, melyhez négyszeres jelteljesítmény tartozik, ugyanakkor a két dióda zaja korrelálatlan, így a zajteljesítmények összeadódnak és az eredő zajteljesítmény, azonos diódákat feltételezve, kétszeres lesz. Ezért a jel-zaj viszony is kétszeres lesz, azaz a javulás 3 dB.

A fenti tulajdonságok miatt, a bonyolultabb felépítése ellenére is, a két diódás detektor előnyösen alkalmazható mikrohullámú teljesítmény-mérő-fejek mérőátalakítójaként.

### 5. A teljesítménymérőfej kimeneti jel-zaj viszonyának meghatározása, az előerősítő tervezési szempontjai

A teljesítménymérőfej kimeneti jel-zaj viszonyának meghatározása a 4.1.2.-ben az egy diódás detektorra kapott  $P_j$  és  $P_z$ , valamint a 2. ábrán feltüntetett, az előerősítőre jellemző paraméterek (transzducer erősítés ( $G$ ), zajtényező ( $F$ ) és zajsávzélesség ( $B_z$ )) felhasználásával történik. Természetesen a számítás két diódás detektor esetén is elvégezhető figyelembe véve a 3.3. pontban a jel és zajteljesítményre vonatkozó megfontolásokat.

A kimeneti jelteljesítmény az erősítő jelfrekvenciás transzducer teljesítményerősítése  $G_0$  és a (33) összefüggés felhasználásával a következő:

$$P_{jki} = G_0 P_j = \frac{1}{4} G_0 (\beta P_B)^2 \frac{B_v}{1 + \xi} \quad (46)$$

A kimeneti zajteljesítmény a felerősített bemeneti zajteljesítményből és az előerősítőben keletkezett zajból tevődik össze, mely a (32) felhasználásával az alábbi módon írható fel:

$$P_{zki} = \frac{kT}{1 + \xi} \int_0^\infty G(f_v) [t(f_v) + \xi] df_v + kT_0 \int_0^\infty + G(f_v) [F(f_v) - 1] df_v \quad (47)$$

A kimeneti jel-zaj viszony (46) és (47) alapján némi átrendezés után:

$$\frac{P_{jki}}{P_{zki}} = \frac{(\beta P_B)^2 R_v}{4kT} \frac{i}{\xi(B_z + B_e) + B_d + B_e} \quad (48)$$

ahol  $B_z, B_e, B_d$  Hz dimenziójú mennyiségek az alábbi integrálokat jelölik:

$$B_z = \frac{1}{G_0} \int_0^\infty G(f_v) df_v \quad (49)$$

$$B_d = \frac{1}{G_0} \int_0^{\infty} G(f_v) t(f_v) df_v \quad (50)$$

$$B_e = \frac{T_0}{T} \frac{1}{G_0} \int_0^{\infty} G(f_v) [F(f_v) - 1] df_v \quad (51)$$

A (49)-cel jelölt integrál az erősítő zajszélessége,  $B_d$  az erősítő frekvenciafüggő erősítése által súlyozott dióda zajára,  $B_e$  pedig az erősítő zajára jellemző mennyiségek.

A nagy kimeneti jel-zaj viszony eléréséhez  $B_z$ ;  $B_d$  és  $B_e$  mindegyikének kicsinek kell lennie. Ez nagy erősítésű kis zajú kis sávzélességű erősítővel biztosítható.

Abban az esetben, ha a (48) összefüggés második tényezőjének nevezőjében  $B_d$  nagy a mellette álló tagok mellett, akkor az (50)-ben szereplő integrál értékét célszerű minimalizálni, mely úgy érhető el, hogy az erősítő sávgörbéjének maximumát a dióda zaját jellemző  $t(f_v)$  görbe maximumához képest frekvenciában eltoljuk. Folyamatos (CW) mérendő jelet feltételezve, a detektor kimeneti jele DC feszültség. A dióda zaját leíró  $t(f_v)$  a zérus frekvencia környezetében maximális. A bemeneti RF jelet néhány kHz-es négyszögjellel kapcsolgatva (100% modulációs mélységű AM), a detektált jel a négyszögjel frekvenciájával megegyező frekvenciájú, melyet keskenysávú kiszajú erősítővel erősítve,  $B_d$ -értéke jelentősen csökkenthető. Természetesen ebben az esetben a teljesítmény-mérőfej bemenetén egy modulátorfokozat helyezkedik el és a további jelfeldolgozás is bonyolultabb. Egy ilyen, a szélessávú feltételnek is eleget tevő modulátorfokozat realizálása nem egyszerű feladat.

Ha a dióda súlyozott zajára jellemző  $B_d$  kicsi, akkor a fenti eljárásra nincs szükség. Ebben az esetben a detektort kiszajú, kis offset feszültségű, kis driftű DC-erősítő követi. A chopper stabilizált műveleti erősítők között található olyan típus, mely a feladatnak megfelel.

A mérőfej határérzékenysége az egységnyi kimeneti jel-zaj viszonyhoz tartozó RF-teljesítmény, bár itt a mérési hiba 50%. A bemeneti teljesítmény egy része a kompenzáló és illesztő fokozatban lévő ohmos elemeken és a dióda soros ellenállásán disszipálódik. A kompenzáló és illesztő fokozat alkalmazása ellenére a dióda nemlineáris ellenállásán disszipálódott teljesítmény kismértékben frekvenciafüggő, azaz

$$P_B = \eta(f) P_{RF} \quad (52)$$

ahol

$\eta(f)$  — a kompenzáló és illesztő fokozatban, valamint a dióda helyettesítő képében szereplő elemek függvénye.

A (48) és (52) összefüggések alapján a teljesítmény-mérőfej érzékenysége a következő:

$$E = P_{RF \min} = \frac{2}{\beta \eta(f)} \sqrt{\frac{kT}{R_v}} N \quad (53)$$

ahol

$$N = \xi(B_z + B_e) + B_d + B_e.$$

Az (53) alapján megállapítható, hogy az érzékenység függ a dióda paramétereiktől, a kompenzáló

és illesztő fokozat elemértékeitől, a detektor lezáró ellenállásától és az alkalmazott előerősítő tulajdonságaitól.

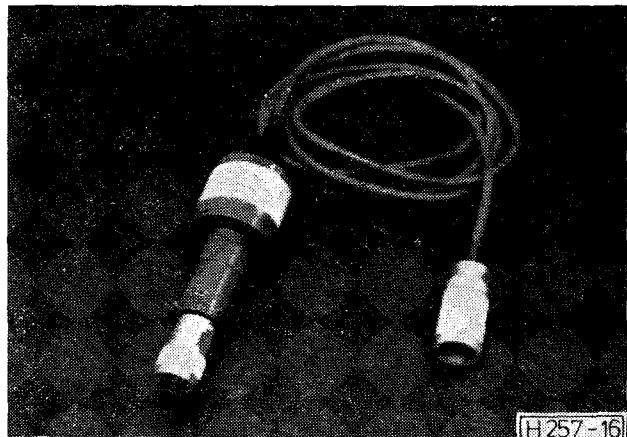
## 6. Megépített eszközök, mérési eredmények

A félvezetődiódás teljesítménymérőfej tervezése során felmerülő elméleti kérdések tisztázásra kerültek. A kapott eredmények alapján a 3. pontban leírt tervezési lépések alapján a mérőfej tervezése elvégezhető.

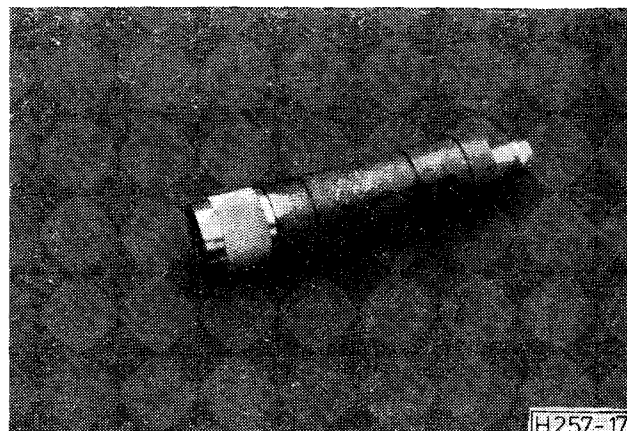
A cikkben szereplő elmélet és az elkészült számítógép programok felhasználásával egy keskenysávú teljesítmény-sűrűségmérő mérőfeje és szélessávú detektorok kerültek tervezésre.

A teljesítménysűrűségmérő mérőfeje két diódás ( $2 \times$  IST 1403 G) detektorból és kis zajú előerősítőből áll. A detektordiódák illesztése a keskenysávú működés ( $2450 \text{ MHz} \pm 100 \text{ MHz}$ ) miatt veszteségmentesnek tekinthető illesztőfokozattal történt. A mérőfej bemeneti állóhullámaránya  $r \leq 1,45$  a működési frekvenciasávban. Dinamikatartománya 43 dB, érzékenysége a teljesítmény-sűrűségmérő DC-mérőerősítőjével mérve 10 Hz videó sávzélességben  $-53 \text{ dBm}$ . A mérőfejről készült fénykép a 16. ábrán látható.

Az elkészült széles sávú detektorok egyikéről készült fénykép a 17. ábrán látható. A detektor 30 MHz-től 4 GHz-ig terjedő frekvenciasávban



16. ábra. Keskeny sávú teljesítménysűrűségmérő mérőfeje



17. ábra. Széles sávú koaxiális detektor

működik és a 14. ábrán látható felépítésű illesztő-kompenzáló fokozattal rendelkezik. Bemeneti állóhullámaránya  $r \leq 1,35$ , a kimenőjel frekvenciafüggése kisebb, mint 1,5 dB, dinamik tartománya 40 dB, érzékenysége  $-48$  dBm (1 kHz sávközépi frekvenciájú 40 Hz sáv szélességű szelektív erősítővel mérve) A detektorban ugyancsak a TKI 1ST 1403 G típusú dióda került alkalmazásra.

A mérési eredmények alapján megállapítható, hogy a videóoldali lezáróellenállás optimális megválasztásával a dinamik tartomány felső határa mintegy 9 dB-lel növelhető (a felső határ  $-18$  dBm néhány Mohmos lezáróellenállás esetén), bár ez az érték elmarad az elméletileg számolt 13 dB-től. Ugyanakkor kísérleti úton is sikerült igazolni, hogy  $R_{opt}$  esetén adódik a legnagyobb érték a dinamik tartomány felső határára.

A tús diódával megépített eszközök mérési eredményei igazolják az analízis során kapott elméleti eredményeket, ezért a továbbiakban zero bias Schottky diódával működő két diódás teljesítménymérőfej megépítését tervezzük.

## 7. Köszönetnyilvánítás

A szerző köszönetét fejezi ki Rajczy Tibor adjunktusnak a teljesítmény-sűrűségmérő mérőfejének konstrukciós tervezéséért, a szélessávú detektorok konstrukciójánál nyújtott segítségéért, valamint dr. Bozsóki István tanszékvezető egyetemi docensnek, a műszaki tudományok kandidátusának értékes tanácsaiért és a kézirat átnézéséért.

## I R O D A L O M

- [1] *J. Tatum and K. Hinton*: Tunnel diodes complement high performance detectors, *Microwaves and RF*, February 1985. pp. 115—123.
- [2] *P. Raskmark*: Build a simple real-time Smith chart reflectometer, *Microwaves and RF*, May 1984. pp. 225—227.
- [3] *J. R. Jouroshek and C. A. Hoer*: A dual six-port network analysers using diode detectors, *IEEE Trans. on MTT*, January 1984. pp. 78—82.
- [4] *S. Wetenkamp*: Comparison of single diode vs. dual diode detectors for microwave power detection, *IEEE MTT-S Digest* 1983. pp. 361—362.
- [5] *J. S. Ali, G. E. Anderson and E. B. Bailey*: Response linearization of a diode detector type radio frequency electric field probe, *IEEE Trans. on IM*, December 1982. pp. 69—72.
- [6] *R. S. Hughes*: Practical approach makes TSS measurement simple, *Microwaves*, January 1982. pp. 69—72.
- [7] *P. A. Szente, S. Adam and R. B. Riley*: Low barrier Schottky diode detectors, *Microwave Journal*, February 1976. pp. 42—44., 60.
- [8] *Y. Anand and W. J. Moroney*: Microwave mixer and detector diodes, *Proceedings of the IEEE*, August 1971. pp. 1182—1190.
- [9] *W. W. Mumford, E. H. Scheibe*: Noise performance factors in communication systems, *Horison House Microwave Inc.* 1968. Dedham Massachusetts, Chapter III. pp. 7—24.
- [10] *A. M. Gowley and H. O. Sorensen*: Quantitative comparison of solid-state microwave detectors, *IEEE Trans. on MTT*, December 1966. pp. 588—602.
- [11] *B. G. Whitford*: The video resistance concept in nonlinear AM detectors, *Microwave Journal*, April 1964. pp. 54—61.
- [12] *H. C. Torrey, C. A. Whitmer*: *Crystal rectifiers* MIT 15. Mc Graw Hill Book Company, New York 1948. Chapter 11.
- [13] *Dr. Almássy György*: *Mikrohullámú kézikönyv*, Műszaki Könyvkiadó 1973. Budapest, 8.3.2. fejezet, 566—571. oldal.