

Adalékeloszlás mérése vékony GaAs és Si epitaxiális rétegekben

ETO 537.311.322:621.382.08

A különböző rendeltetésű és specifikációjú félvezető eszközeink előállításában változatos adalékatomeloszlást hozunk létre egy kristálylapka belsejében.

Modern eszközeinkben már $1 \mu\text{m}^3$ -nyi térfogaton belül is sokat változhat az adalékatomok sűrűsége. A jövőben az eszközméretetek tovább csökkennek, s az adalékeloszlás részletgazdagsága fokozódik.

Az eszközméretetek csökkentésének két oka van:

- ezáltal növelhető az eszközök működési sebessége,
- így növelhető a félvezető lapkán az elemsűrűség, a kristályhibák sűrűségéhez képest.

A. Möschwitzer a legkisebb struktúra lineáris méretét az ezredfordulóra $0,1 \mu\text{m}$ -re becsüli [1]. Ez nagyobb, mint az alapanyagatomok sűrűsége által meghatározott, fizikailag még elképzelhető legkisebb struktúra mérete, tehát a meghatározó tényező még az ezredfordulón is a technológia lesz.

A mérétesökkenés nemcsak a technológiát, hanem a mérés technikát is nagy feladatok elé állítja. A sokféle, párhuzamosan létező adalékelosztás mérési módszer egyike sem tökéletes; ezért is léteznek egyidejűleg. A szakirodalom részletesen elemzi őket [2], [3], [4], [5].

A Budapesti Műszaki Egyetemen kifejlesztett adalékeloszlás-mérő berendezés működésmódját, főbb paramétereit, valamint a tervezés egyes szempontjait az alábbiakban ismertetjük a [2] publikációhoz csatlakozva.

A mérés elméleti alapjai

A berendezés a jól ismert „C–V-módszer” [6] alapján mér. Ennek lényege, hogy pl. egy p-n átmenet két oldalán az ionizált adalékatomok $+Q$ és $-Q$ töltést tartalmazó tértöltésréteget alkotnak. Záróirányban növekvő rétegfeszültséggel nő a tértöltésréteg szélessége, és mindkét oldalon ΔQ -val megváltozik a rétegben tárolt töltés (1. ábra).

Megadjuk az A felületű átmenet rétegek kapacitásának definícióját és összefüggését a tértöltésréteg szélességével:

$$C(U_R) = \frac{dQ}{dU_R} = \varepsilon \cdot \frac{A}{w} \quad (1)$$

Itt ε a dielektromos állandó. Figyelembe véve, hogy

$$Q = AqN_D(w_n) \cdot w_n = AqN_A(w_p) \cdot w_p \quad (2)$$

igazolható, hogy

$$\frac{dU_R}{dw} = \frac{q}{\varepsilon} \cdot N(w) \cdot w, \quad (3)$$

ahol

$$N(w) = N_A(w_p) |N_D(w_n). \quad (4)$$

Gyakori az erősen aszimmetrikus átmenet. Például, ha általában:

$$N_A(w_p) \gg N_D(w_n),$$

akkor:

$$w \approx w_n, \quad \text{és} \quad N(w) \approx N_D(w_n).$$

Gyengén aszimmetrikus átmenetekre C. Opdorp [6] adott meg $N(w)$ függvényeket, meghatározott $N_A(w_p) \div N_D(w_n)$ párokra.

Az eddigiek alapján adódik, hogy:

$$\frac{1}{C} \cdot \frac{dC}{dU_R} = \frac{\varepsilon}{q} \cdot \frac{1}{N(w) \cdot w^2}, \quad (5/a)$$

vagy pedig:

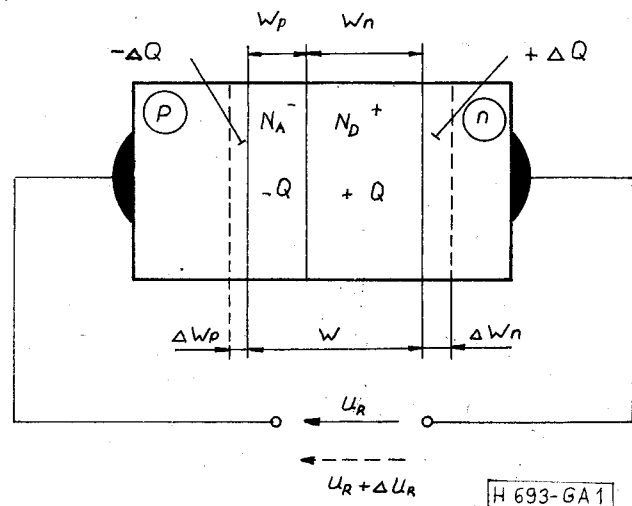
$$\frac{dC}{dU_R} = \frac{\varepsilon^2}{q} \cdot \frac{1}{N(w) \cdot w^3}. \quad (5/b)$$

Más formában

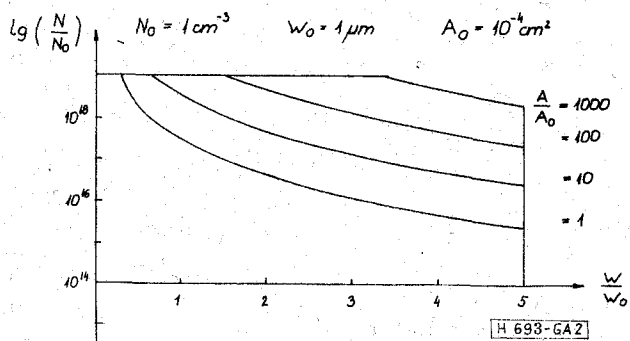
$$N(w) = \frac{1}{q \cdot A^2 \cdot \varepsilon} \cdot C^3 \cdot \left(\frac{dC}{dU_R} \right)^{-1}, \quad (6/a)$$

$$w = A \cdot C^{-1} \cdot \varepsilon. \quad (6/b)$$

Mivel a kapacitásmeredekség éppúgy jól mérhető [7], mint maga a kapacitás, (6/a) és (6/b) a profil-



1. ábra. Tértöltésréteg p-n átmenetben



2. ábra. A mérhető adalékeloszlások behatárolása

meghatározás alapegyenleteit képezik. (5/b) szerint az átmenet síkjától távolesó magas adalékkoncentráció mérése nehéz, mert ehhez igen kicsiny kapacitásmeredekség tartozik. A nehézségek fokozódnak, ha az átmenet keresztmetszete is kicsiny.

A megvalósított berendezéssel az alábbi egyenlőtlenségrendszerrel behatárolt tartományba eső adalékeloszlások mérhetőek:

$$N(w) \leq 10^{19} \text{ cm}^{-3}, \quad (7/a)$$

$$w \leq 5 \mu\text{m}, \quad (7/b)$$

$$N(w) \cdot w^3 \cdot A^{-1} \leq 4.10^{21} \text{ cm}^{-3} \cdot \mu\text{m}^3 \cdot \text{cm}^{-2}, \quad (7/c)$$

$$1 \leq A/A_0 \leq 1000, \text{ ahol: } A_0 = 10^{-4} \text{ cm}^2. \quad (7/d)$$

A mérhető tartományt ábrázolja a 2. ábra.

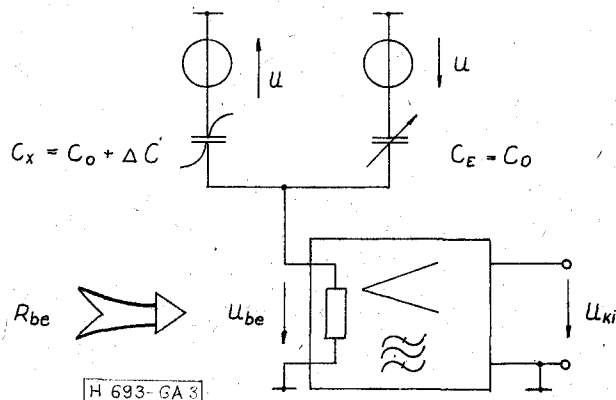
Az ábrázolt mérési tartománynak kereken $C = (0,6 \div 600) \text{ pF}$ réteggkapacitás felel meg.

GaAs-ben és Si-ban egyaránt felvehető az adalékeloszlás, mert ϵ értékét a berendezés változtathatóan képes figyelembe venni.

A kapacitás és kapacitásmeredekség mérésével kapcsolatos megfontolások

Mint az (5/b) egyenlet elárulja, a méréshatár bővítés kritikus iránya az átmenettől távolesó, magas adalékkoncentráció felé mutat. Ekkor ugyanis igen kis kapacitásmeredekséget kell mérnünk.

Ez kis kapacitásváltozások mérését jelenti, amelyhez célszerű kompenzációs mérési módszert választani. A mérőkapcsolás a gyakorlatban egy kapacitásmérő-híd (3. ábra). A hídágakat ellenfázisú nagy-



3. ábra. Hídkapcsolás kapacitás méréséhez

frekvenciás feszültségekkel tápláljuk. A kiegyenlítést végző ágban $C_E = C_0$, míg az ismeretlen kapacitásnak megfelelő ágban ettől ΔC -vel eltérő nagyságú kapacitás (maga a vizsgált átmenet) áll.

A híd rövidzárási kimenő árama a ΔC kapacitáseltéréssel, üresjárási kimenő feszültsége pedig a $\Delta C/C_0$ relatív kapacitáseltéréssel arányos.

A mérőhíd lezárása sohasem ilyen extrém; legfeljebb megközelíti az extrém lezárások valamelyikét:

$$(2C_0 \cdot \omega)^{-1} \ll R_{be}, \quad \text{vagy} \quad (2C_0 \cdot \omega)^{-1} \gg R_{be}.$$

Az 1 MHz-es mérőfrekvenciát és a réteggkapacitás legkisebb nyugalmi értékét (0,6 pF) figyelembe véve, könnyebb volt biztosítani, hogy:

$$R_{be} \ll (2C_0 \cdot \omega)^{-1} \text{ legyen.}$$

Mivel a rendszerint nagyobb félvezető lapkán elhelyezkedő vizsgálandó p-n átmenethez mikroszkóp alatt csatlakozunk, és a kapcsolatot a mérőkörrel koaxiális kábelek biztosítják, figyelembe kell venni a kábel fázistolását és elég nagy kapacitását is.

Ha ezt kihangoljuk, a veszteségek miatt nem keletkezik olyan nagy és stabil impedancia, amely az üresjárási feszültség vizsgálatához elegendő lenne.

Ezért a megvalósított berendezésben az érzékelő erősítő bemenő ellenállása: $R_{be} = 180 \text{ Ohm}$. A mikroszkóphoz vezető kábelek hatását a híd másik ágában ekvivalens hosszúságú koaxiális tápvonal kompenzálja.

$R_{be} = 180 \text{ } \Omega$ mellett kereken $C_0 = 100 \text{ pF}$ -os értékéig tekinthető úgy, hogy a híd „rövidzárában” működik. Ennél nagyobb kapacitásértékű átmenetek vizsgálatánál a híd kimenő feszültsége és a ΔC kapacitásváltozás közötti arányossági tényező már a mindenkori C_0 értéktől is függ. Ez a hatás a jelfeldolgozás egy későbbi fázisában áramkörileg kompenzálható.

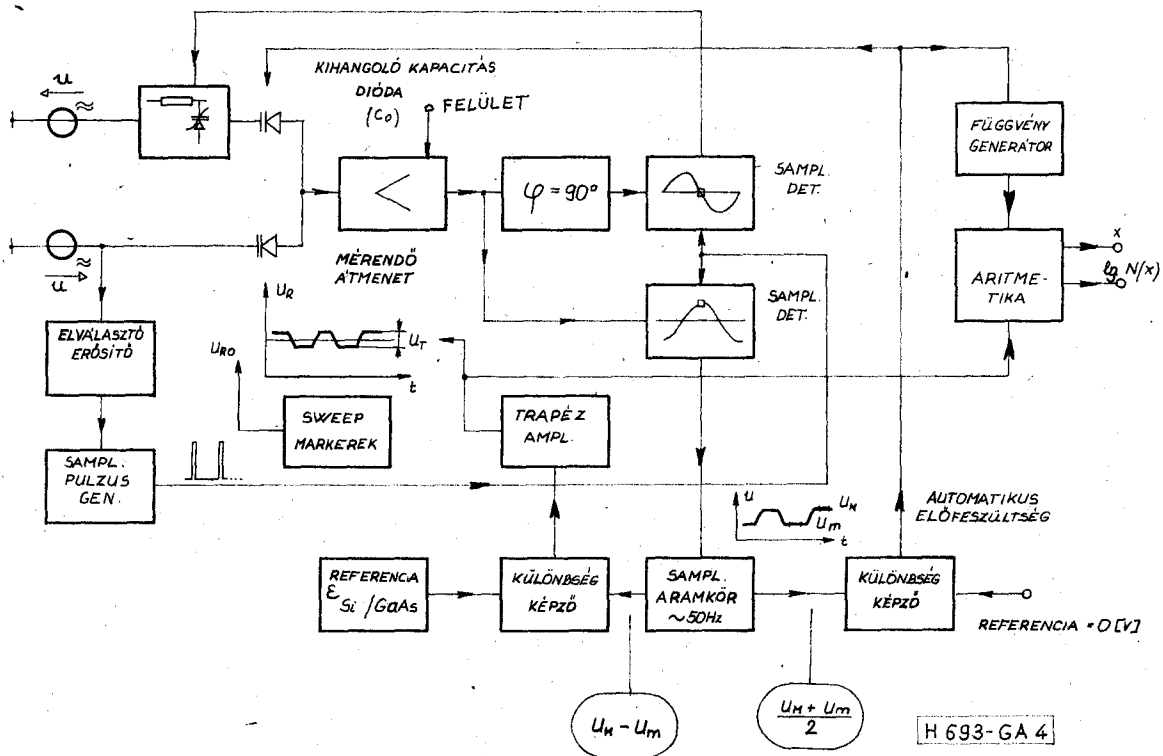
Alacsonyabb R_{be} érték választása mindenképpen a híd kimenőfeszültségének csökkenéséhez vezet, mert a vizsgált átmenet nemlinearitásai miatt a híd tápláló feszültség nem növelhető bármennyire. (Ésszerű határ pl. az $U = 100 \text{ mV}$ -os érték.) Ezért R_{be} csak addig csökkenthető, amíg még a híd jelentősen nagyobb kimenő feszültséget szolgáltat, mint az erősítő bemenetre redukált zajfeszültsége.

180 Ω bemenő impedancia mellett olyan optimálisan beállított előerősítő fokozatot készítettünk, amellyel a bemenetre redukált zajfeszültség 2,1 $\text{nV} \times \text{Hz}^{-0,5}$ értékre adódott. Így néhány kHz-nyi sávzélesség mellett a legkisebb kiértékelhető jelfeszültség 300 nV nagyságú. Ebből az adódik, hogy $\Delta C = 3 \text{ mpF}$ már megmérhető.

Ha 1 V-ban korlátozzuk az átmenet előfeszültségének munkapont körüli variációját, amely a ΔC kapacitásváltozást létrehozza, a legkisebb megmérhető kapacitásmeredekség: 3 mpF/V-ra adódik. Ez az érték összhangban van 5b-vel és 7c-vel.

A berendezés működésének magyarázata és blokkvázlata

Egy feszültségfüggő kapacitás kapacitásmeredekségét egyszerűen megmérhetjük [7]. Ha ugyanis a 3.



4. ábra. Az adalékelosztás-mérő blokkvázlata

ábrán rajzolt hídkapcsolásban a mérendő C_x kapacitás ΔC megváltozását az előfeszítés ismert ΔU megváltozása okozza, a híd a kapacitásmeredekséggel arányos nagyfrekvenciás áramot küld az erősítő bemenő impedanciájára. Az erősítő kimenő feszültsége pedig a kapacitásmeredekséggel lesz arányos.

Fázisérzékeny detektorral egyenirányítva ezt a feszültséget, megkülönböztethető a ΔC elhangolás iránya is.

Ha a mérendő átmenet nyugalmi tértöltéskapacitását meghatározó U_{R0} egyenfeszültségre $\Delta U \equiv U_T$ amplitudójú, alacsonyfrekvenciás (pl. 50 Hz) trapéz alakú feszültséget szuperpolálunk, ez ugyancsak trapéz-alakú kimenő feszültséget hoz létre a fázisérzékeny egyenirányító kimenetén. Ez a zérus egyenfeszültségre szimmetrikus, ha az U_{R0} előfeszítéshez tartozó nyugalmi kapacitásnál a híd a másik ágba lévő kapacitással kiegyenlített állapotban van.

Más esetben az egyenfeszültség komponens előjele azt jelzi, kisebb-, vagy nagyobb-e a kihangoló kapacitás értéke az éppen szükségesnél.

Ez az egyenfeszültség-komponens használható fel arra, hogy — zérus feszültségreferenciát alapul véve — negatív visszacsatolással automatikusan beállítsuk a szükséges kihangoló kapacitást.

Ha ez megtörtént, a kimenő trapézjel amplitudója éppen a kapacitásmeredekséggel arányos.

Szinte megvalósíthatatlan azonban olyan széles sávban lineáris és stabil erősítőt készíteni, mint amekkora a kapacitásmeredekség változásának dinamikája.

Ezért helyesebb, ha a demodulált jel amplitudóját tartjuk az U_T trapézjel vissz szabályozása által konstans értéken. Ez esetben U_T a kapacitásmeredekséggel fordítottan arányos lesz.

Ha az indikátorerősítő erősítését a mért dióda felületével fordított arányban szabályozzuk, és a demodulált jel amplitudóját ε^2 -vel arányos konstans értéken tartjuk, az:

$$U_T = \text{Konst.} \cdot N(w) \cdot w^3 \quad (8)$$

összefüggés adódik.

A w -vel arányos feszültséget egy olyan négy pólus szolgáltatja, amelynek transzfer feszültségkarakteristikája nagy pontossággal a kihangoló ágba elhelyezett kapacitásdióda $C_0(U_R)$ karakterisztikájával fordítottan arányos. Ha a négy pólus bemenő feszültsége az automatikus kihangoló feszültség, és a kimenő feszültségét ($\varepsilon \cdot i$)-vel fordítottan arányos osztóra visszük, a szolgáltatott feszültségről kimutatható, hogy

$$V_w = \text{Konst.} \cdot w. \quad (9)$$

U_T és U_w értékéből állítja elő a berendezés analóg aritmetikai egysége a koncentráció logaritmusával ($\lg N(w)$) és helyével (w) arányos feszültségeket. Ezek x-y rajzolt vezérelnek.

Mérés közben a vizsgált átmenet előfeszültsége végigfut a beállított kezdőérték és végérték között. Eközben a kihangoló ágbeli kapacitásdióda automatikus előfeszültsége fenntartja a mindenkor szükséges kihangoló kapacitást.

Mivel azonban a híd mindkét ágában változó veszteségű elektronikus kapacitás áll, komoly zavarok elkerülése érdekében a veszteségek automatikus kiegyenlítéséről is gondoskodni kellett.

Ezért a fázisérzékeny detektálást nemcsak magán

a jelen, hanem annak 90° -kal késleltetett alakján is elvégeztük, egy-egy mintavételes áramkörrel.

Ez utóbbi eredménye a fázishiba szinuszával arányos hibafeszültség, amely negatív visszacsatolásban a híd egyik ágában elhelyezett diódás fázistolót vezérel.

A szabályozások követő jellegűek, PID-kompenzááltak és a „kiakadások” elkerülésére nem lineárisak.

A berendezés blokkvázlata a 4. ábrán látható.

IRODALOM

- [1] *Möschwitzer, A.*: Parameter und Grenzwerte bipolarer Transistoren für hochintegrierte Schaltkreise. (Rep. I. —78.) Privát közlemény.
- [2] *A. Ambrózy*: Periodica Polytechnica, Electrical Engineering, Vol. 20. No. 2. 141—155. 1976.
- [3] *B. Szentpáli*, Híradástechnika, 29. 335—341. 1978.
- [4] *M. Simek, and al.*, TÁKI Évkönyv, 1975. 227—244. 1975.
- [5] *E. Nagasawa, and al.*, Sol. State El. 20. 507—513. 1977.
- [6] *C. Opdorp*, Sol. State El. 11. 397—406. 1968.
- [7] *A. Ambrózy*, Sol. State El. 13. 347—353. 1970.