

Վ.Շ. ՄԵԼԻՔՅԱՆ, Ա.Ն. ԽԱԶԱՏՐՅԱՆ, Դ.Լ. ՄԻՐԶՈՅԱՆ, Ա.Ա. ԴՈՒՐԳԱՐՅԱՆ

**ԻՆՔՆԱՏԱՔԱՑՄԱՆ ԵՐԵՎՈՒՅԹԻ ՀԱՇՎԱՌՄԱՍԲ ԷԼԵԿՏՐԱՍՏՏԻԿ
ԼԻՑԶԱԹԱՓՈՒՄԻՑ ՊԱՇՏՊԱՆՈՒԹՅԱՆ ՍԱՐՔԵՐԻ ՍՈՂԵԼՆԵՐ**

Առաջարկվել են ժամանակակից ինտեգրալ սխեմաների (ԻՍ) կարևորագույն հանգույց հանդիսացող էլեկտրաստատիկ լիցքաթափումից (ԷՍԼ) պաշտպանության սարքերի ժամանակային և հաճախականային վերլուծությանը կողմնորոշված ստատիկ և ջերմային մոդելներ: Մշակված մոդելները, ինքնատաքացման երևույթը հաշվի առնելու շնորհիվ, բարձր հոսանքների ռեժիմներում հաշվարկների դեպքում, առկա մոդելների համեմատ, ապահովում են ավելի մեծ ճշտություն և թույլ են տալիս մոդելավորել ԻՍ-երը ԷՍԼ-ի տեսանկյունից ու մինչև արտադրությունը պարզել դրանց հուսալիությունը:

Առանցքային բաներ. էլեկտրաստատիկ լիցքաթափում, ջերմային մոդել, մոդելավորման ճշտություն:

ԷՍԼ-ից պաշտպանության սարքերի առկա մոդելների սահմանափակ հնարավորությունները: Ժամանակակից ԻՍ-երի կարևոր հանգույցների՝ ԷՍԼ-ից պաշտպանության սարքերի առկա մոդելները չեն ապահովում նախագծման գործնական պահանջները բավարարող արդյունքների ճշտություն: Դա խոչընդոտում է ԻՍ-ի ԷՍԼ-ից պաշտպանության աստիճանի որոշումը: Այս խնդրի լուծման համար առաջարկվել են տարբեր մոդելներ [1, 2]: Մակայն դրանցում հաշվի չեն առնված ԷՍԼ-ից պաշտպանության սարքերի հիմնական ռեժիմները: Առկա մոդելներում հաշվի չեն առնված նաև ԷՍԼ-ից պաշտպանության ժամանակակից սարքերի բնութագրերի վրա էական ազդեցություն ունեցող տեխնոլոգիական շեղումները:

Ներկայումս հայտնի են ԷՍԼ-ից պաշտպանության սարքերի մոդելավորման ճշտության մեծացման երկու հիմնական մոտեցումներ: Առաջինի էությունը առկա սարքերի մոդելների օգտագործմամբ մակրոմոդելի կառուցումն է [3]: Սրա հիմնական թերությունն այն է, որ օգտագործվող մոդելի պարամետրերի քանակը զգալիորեն ավելին է, քան անհրաժեշտ է նշված խնդրի լուծման համար: Ավելին, կոնկրետ տեխնոլոգիական գործընթացի համար բավականին բարդ է ստանալ մակրոմոդելի պարամետրերի արժեքները: Մյուս մոտեցման դեպքում կառուցվում է ԷՍԼ-ից պաշտպանության սարքի ամբողջական մոդելը [4]: Սա հնարավորություն է տալիս ստանալ հենց ԷՍԼ երևույթի մոդելավորմանը կողմնորոշված հատուկ մոդել: Դրա մյուս առավելությունը կապված է տեխնոլոգիական փոփոխությունները և նոր երևույթները հաշվի առնելու տեսանկյունից հարմարվողականության հետ: Անցողիկ գործընթացները հաշվի առնելու նպատակով մշակվել են նաև բարձր ազդանշանային մոդելներ, ինչպիսիք են dV/dt փոխանջատումները [4] և ժամանակից կախված բացասական

դիմադրությամբ տեղամասերը բնութագրող մոդելները [5]: Ավելին, ռադիոհաճախականային շղթաների հետ օգտագործվող էլքային դիմադրությունների համաձայնեցման և բարձր արագագործություն ունեցող մուտք/էլք հանգույցների համար մշակվել են նաև էլքային դիմադրության ճշգրիտ մոդելավորմանը կողմնորոշված ցածր ազդանշանային մոդելներ:

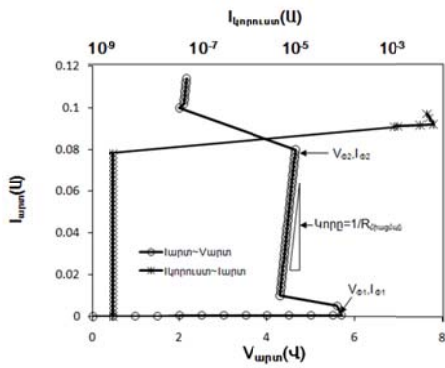
Անցողիկ գործընթացներում սարքի խափանման գրանցման նպատակով [3]-ում առաջարկված մոդելում կիրառվել է դիֆուզիայի ջերմային և սարքի էլեկտրական հավասարումների միաժամանակյա լուծման գաղափարը: Այս մոտեցումը ենթադրում է բարձրջերմաստիճանային ճշգրիտ մոդելների, խոռոչների շարժունակության, իոնացման աստիճանի, էներգիական գոտիների և այլ պարամետրերի առկայություն:

Սակայն առկա բոլոր մոդելներում անտեսված են երկրորդային ինքնատաքացման երևույթը և սարքերի ներքին դիմադրության աճը, երբ էՄԼ-ի ժամանակը և լիցքաթափման հոսանքները դառնում են ավելի մեծ, ինչը օհմական տեղամասերում հանդիսանում է Ջոուլյան տաքացման պատճառ: Ստորև ներկայացված է ինքնատաքացման երևույթը հաշվի առնող մշակված մոդելը:

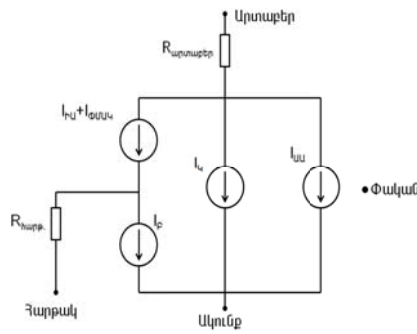
N տիպի ՄՕԿ տրանզիստորի մոդելը: էՄԼ-ից պաշտպանության նպատակով N տիպի ՄՕԿ տրանզիստորներն օգտագործվում են որպես լարումը փոքրացնող և հոսանքը շունտող սարքեր: Պաշտպանության սարքի աշխատանքի հիմքում ընկած է պարազիտային երկբևեռ տրանզիստորի բացման երևույթը, որի արդյունքում առաջանում է, այսպես կոչված, «բացասական դիմադրությամբ» տեղամաս: Որպես N տիպի ՄՕԿ տրանզիստորներով պաշտպանության սարք հիմնականում օգտագործվում է հողանցված փականով տրանզիստորը (ՀՓՏ) [5]: Որպես պաշտպանության սարք կարելի է օգտագործել նաև մեծ հոսքուղու լայնությամբ հագեցման վիճակում գտնվող ՄՕԿ տրանզիստորը [5]: Այս դեպքում նույնպես անհրաժեշտ է մոդելավորել ծակման տիրույթը, քանի որ բավականաչափ բարձր հոսանքի դեպքում տրանզիստորը կարող է դուրս գալ հագեցման տիրույթից՝ մտնելով ծակման տիրույթ: ՀՓՏ-ի հաշվարկային վոլտ-ամպերային բնութագրի (ՎԱԲ) (նկ.1) ստացման համար օգտագործված է հաղորդման գծի իմպուլսային տեխնոլոգիան (ՀԳԻՏ) [6]: Յուրաքանչյուր իմպուլսի համար բերված է հաստատուն կորստի հոսանքը: Առավել կարևոր է նկ.1-ում պատկերված ՎԱԲ-ի նշագրված պարամետրերի ճշգրիտ մոդելավորումը: Դրանք են՝ $V_{\phi 1}$ -ը և $I_{\phi 1}$ -ը՝ համապատասխանաբար փոխանջատման լարումն ու հոսանքը, $V_{\phi 2}$ -ը և $I_{\phi 2}$ -ը՝ համապատասխանաբար երկրորդական ծակման լարումն ու հոսանքը, $R_{միացման}$ -ը՝ սարքի դիմադրությունը, երբ այն փոխանջատված է (միացած է), $V_{պահ}$ -ը՝ էքստրապոլացված պահպանման լարումը:

Ստատիկ մոդելը: Ստատիկ մոդելում (նկ.2) հոսանքի բոլոր աղբյուրները լարումով ղեկավարվող են: $I_{սս}$ -ն ՄՕԿ տրանզիստորի արտաբեր-ակունք հոսանքն է [6], $R_{արտաբեր}$ -ը՝ բացասական դիմադրության տեղամասում սարքի դիմադրությունը, $I_{Իս}$ -ն՝ իոնացման ազդեցությամբ հոսանքը, իսկ $I_{\phi ՄՕԿ}$ -ը՝ փականի մակաձած կորստի հո-

սանքը արտաբերով (գոտուց-գոտի թունելային անցման), I_{C} -ն և I_{E} -ն՝ պարազիտային երկբևեռ տրանզիստորի կոլեկտորի և բազայի հոսանքները, $R_{\text{հարթ.}}$ -ն՝ բազայից մինչև հարթակի կոնտակտը եղած տեղամասի դիմադրությունը:



Նկ. 1. ՀՓՏ-ի հաշվարկային վոլտ-ամպերային բնութագիրը



Նկ. 2. N տիպի ՄՕԿ տրանզիստորի ստատիկ մոդելը

Եթե ՄՕԿ տրանզիստորի ստանդարտ մոդելում [7] $I_{\text{սա}}$ -ն արդեն առկա է, ապա դրա համար VERILOG-A [8] լեզվով նոր մոդելի նկարագրության անհրաժեշտություն չի լինի: Միշտ չէ, որ անհրաժեշտ է՝ պաշտպանության շրթայի մոդելը տարբերվի ակտիվ շրթայի մոդելից: Եթե ՄՕԿ տրանզիստորի պարամետրերն առկա են մոդելում, ապա այդ մոդելը կարող է կցվել VERILOG-A լեզվով ստեղծված կողային n-p-n տիպի երկբևեռ տրանզիստորի մոդելին՝ կազմելով մի ընդհանուր սարքի մոդել: Քանի որ մոդելավորող ծրագրային ներկայիս միջոցներն աշխատում են միայն այն VERILOG-A մոդելներով, որոնց մուտքերին կարող են կիրառվել միայն լարումներ, այդ պատճառով օգտագործվել է հոսանքով ղեկավարվող լարման աղբյուրների հավելյալ ճյուղ, որի լարումը համարժեք է $I_{\text{սա}}$ հոսանքին: Առկա [7] մոդելներում ներառված արտաբեր-ակունք հաջորդական դիմադրությունները քիչ են ազդում պաշտպանության սարքերի մոդելների ճշտության վրա, քանի որ բարձր հոսանքի պայմաններում այդ հոսանքի մեծ մասը հոսում է կողային n-p-n տիպի երկբևեռ տրանզիստորով: Այնուամենայնիվ, ՄՕԿ տրանզիստորի մոդելում իոնացման ազդեցության հոսանքը պետք է անտեսել, քանի որ այն արդեն հաշվի է առնված պարազիտային երկբևեռ տրանզիստորի մոդելում: Առաջարկվող մոդելում $I_{\text{սա}}$ -ն մոդելավորվել է աղյուսակի ձևի կողմում բերված բանաձևերի օգտագործմամբ: Այստեղ $I_{\text{սա}}$ -ի մոդելը BSIM [7] մոդելների պարզեցված տարբերակն է, սակայն այն լիովին բավարարում է ԷՍԼ երևույթը մոդելավորելու համար: Աղյուսակի աջ կողմում բերված են սարքում պարազիտային երկբևեռ տրանզիստորի համարժեք բանաձևերը: Երկու տարբեր տեխնոլոգիաներով արտադրված ՄՕԿ տրանզիստորները մոդելավորվել են աղյուսակի աջ և ձախ կողմերում բերված բանաձևերի կիրառմամբ: Հաշվարկային և մոդելավորված արդյունքները ներկայացված են նկ. 3-ում: Մոդելավորման համար օգ-

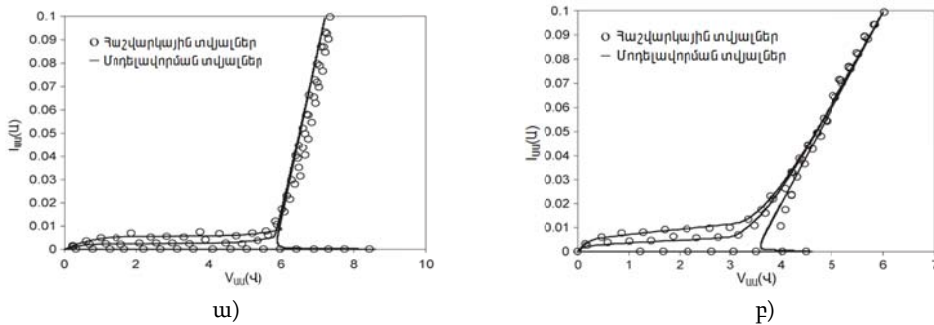
տագործվել է սխեմատեխնիկական վերլուծության HSPICE ծրագրային միջոցը: Ինչպես երևում է նկ.3-ից, մոդելները բավականին ճշգրիտ են բնութագրում սարքի վարքը երկու տարբեր տեխնոլոգիաների դեպքում: Խոռոչների բազմապատկման M գործակիցը, ի տարբերություն հիմնական տիպային $M=[1-V_w/BV_{wsh}]^{-1}$ սահմանման [3, 4, 6], նկարագրված է էքսպոնենցիալ ֆունկցիայով: M գործակիցի հիմնական հավասարումը չի գործում, երբ $V_w=BV_{wsh}$, որտեղ V_w -ն արտաբեր-հարթակ անցման ծակման լարումն է, իսկ BV_{wsh} պարազիտային երկբևեռ տրանզիստորի ծակման լարումը: Առաջարկվող մոդելներում առկա են երկու՝ $M_{\text{ՄՕԿ}}$ և $M_{\text{երկբևեռ}}$ բազմապատկման գործակիցներ:

Աղյուսակ

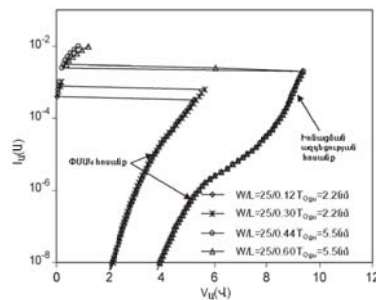
I _{ԱԱ} հոսանքի բանաձևերը	Պարազիտային երկբևեռ տրանզիստորի հոսանքի բանաձևերը
$V_{\text{Ա.ՅԱԳ.}} = \frac{(V_{\Phi\text{Ա}} - V_{2\text{ԵՃ}})L \varepsilon_{\text{ՅԱԳ.}}}{V_{\Phi\text{Ա}} - V_{2\text{ԵՃ}} + mL \varepsilon_{\text{ՅԱԳ.}}}$ $I_{\text{Ա.ՅԱԳ.}} = \frac{WC_{\text{ՕՔԱ.}} \nu_{\text{ՅԱԳ.}} (V_{\Phi\text{Ա}} - V_{2\text{ԵՃ}})^2}{V_{\Phi\text{Ա}} - V_{2\text{ԵՃ}} + mL \varepsilon_{\text{ՅԱԳ.}}}$ <p>Երբ $V_{\Phi\text{Ա}} > V_{2\text{ԵՃ}}$ Եթե $V_{\text{ԱԱ}} \leq V_{\text{Ա.ՅԱԳ.}}$</p> $I_{\text{ԱԱ}} = \frac{WC_{\text{ՕՔԱ.}} \mu_{\text{էֆ}}}{L} \left[(V_{\Phi\text{Ա}} - V_{2\text{ԵՃ}}) V_{\text{ԱԱ}} - \frac{m}{2} V_{\text{ԱԱ}}^2 \right] \frac{1}{1 + \frac{V_{\text{ԱԱ}}}{L \varepsilon_{\text{ՅԱԳ.}}}}$ <p>Եթե $V_{\text{ԱԱ}} > V_{\text{Ա.ՅԱԳ.}}$</p> $I_{\text{ԱԱ}} = I_{\text{Ա.ՅԱԳ.}} \left(1 + \frac{V_{\text{ԱԱ}} - V_{\text{Ա.ՅԱԳ.}}}{V_A} \right)$ <p>$V_{\Phi\text{Ա}} \leq V_{2\text{ԵՃ}}$ -ի համար</p> $I_{\text{ԱԱ}} = \frac{WC_{\text{ՕՔԱ.}} \mu_{\text{էֆ}}}{L} (m-1) (kT/q)^2 e^{\frac{V_{\Phi\text{Ա}} - V_{2\text{ԵՃ}}}{m k T/q}} \left(1 - e^{\frac{-V_{\text{ԱԱ}}}{k T/q}} \right)$ $I_{\Phi\text{ԱԱ}} = AW \frac{V_{\Phi\text{Ա}} - 1.12}{T_{\text{ՕՔԱ.}}} \frac{WC_{\text{ՕՔԱ.}} \mu_{\text{էֆ}}}{L} e^{\frac{-BT_{\text{ՕՔԱ.}}}{(V_{\Phi\text{Ա}} - 1.12)}}$	<p>ա. Պարազիտային երկբևեռ տրանզիստորի հոսանքի բանաձևերը</p> $I_{\text{Ա}} = I_{\text{ՕԿ}} \left(e^{V_{\text{բևեռ}}/kT/q} - e^{V_{\text{բևեռ}}/kT/q} \right)$ $I_{\text{Բ}} = I_{\text{ՕԲ}} \left(e^{V_{\text{բևեռ}}/kT/q} - 1 \right)$ $I_{\text{հարթ}} = V_{\text{բարթ}} / R_{\text{հարթ}}$ <p>բ. Բոնացման ազդեցության հոսանքի բանաձևերը</p> $I_{\text{ԴԱ}} = (M_{\text{ՄՕԿ}} - 1) I_{\text{ԱԱ}} + (M_{\text{երկ}} - 1) I_{\text{Ա}}$ $M_{\text{երկ}} = 1 + \exp(p_1 (V_{\text{Արտ.Բ}} - V_{\text{Պահ}})) - \exp(-p_1 V_{\text{Պահ}})$ $M_{\text{ՄՕԿ}} = 1 + \exp(p_2 (V_{\text{ԱԱ}} - p_3 - V_{\text{Ա.հազ}})) - \exp(p_2 (-p_3 - V_{\text{Ա.հազ}}))$ <p>գ. Արտաբերի դիմադրության բանաձևերը</p> $R_{\text{Արտ}} = \begin{cases} \frac{V_{\text{Ա.արտԱ}}}{V_{\text{Պահ}}} R_{\text{միացման}} & \text{Երբ } V_{\text{Ա.արտԱ}} < V_{\text{Պահ}} \\ R_{\text{միացման}} & \text{Երբ } V_{\text{Ա.արտԱ}} \geq V_{\text{Պահ}} \end{cases}$

$M_{\text{ՄՕԿ}}$ -ը տրանզիստորի հոսքուղու հոսանքի բազմապատկման գործակիցն է և կախված է $V_{\text{ահազ}}$ -ից, ինչն էլ, իր հերթին, ֆունկցիա է $V_{\text{փա}}$ -ից: $M_{\text{երկբևեռ}}$ -ը պարազիտային երկբևեռ տրանզիստորի հոսանքի բազմապատկման գործակիցն է: Այս տարանջատումն անհրաժեշտ է «բացասական դիմադրության» տեղամասից հետո փականի լարումից արտաբերի հոսանքի մեծացման անկախությունը (նկ.3) ընդգծելու համար: Նկ 3 ա-ում, երբ $V_{\text{փ}}=0$, ապա կորստի հոսանքը ցածր է, և սարքը չի փոխանջատվում

մինչև հեղեղային ծակման լարումը՝ $BV_{\text{տառ}}$: Երբ $V_{\text{փա}} > 0$, հոսքուղու մեծացած հոսանքն ապահովում է $V_{\text{փ1}} < BV_{\text{տառ}}$ պայմանի կատարումը: Նմանապես, եթե հոսքուղում փականի մակաձած կորստային հոսանքը մեծ է, ապա դա նույնպես կարող է փոքրացնել փոխանջատման լարումը [4]: Այստեղից ակնհայտ է, որ $I_{\text{փմակ}}$ -ը պետք է մոդելավորվի: Նկ 4-ում պատկերված է ՀՓՏ-ի ՎԱԲ-ը, երբ փականի օքսիդի հաստությունը համապատասխանաբար 2,2 նմ և 5,5 նմ է: Բարակ օքսիդի հաստություն ունեցող տրանզիստորի արտաբերում փականի մակաձած կորստի հոսանքն ավելի մեծ է, որը $R_{\text{հարթ}}$ -ի շրջակայքում առաջացնում է էական լարման անկում, դրանով իսկ շեղում է բազա-էմիտեր անցումը և բացում պարազիտային երկբևեռ տրանզիստորը: Հաստ օքսիդով տրանզիստորում պարազիտային երկբևեռ տրանզիստորը բացելու համար հեղեղային ծակման հոսանք (իոնացման ազդեցության հոսանք) է անհրաժեշտ: «Բացասական դիմադրության» տեղամասից հետո արտաբերի դիմադրությունը դառնում է հաստատուն, որի արժեքը կարելի է ստանալ հաշվարկային եղանակով: Պարզության համար մոդելում $R_{\text{արտաբեր}}$ -ի արժեքն ընտրվում է այնպես, որ պարազիտային երկբևեռ տրանզիստորը բացվի: Փոխարենը՝ $R_{\text{արտաբեր}}$ -ի արժեքը բարձր հոսանքի դեպքում ավելի բարձր է, քան ցածր հոսանքի դեպքում, ինչը պայմանավորված է մասնիկների շարժման արագության հազեցմամբ:

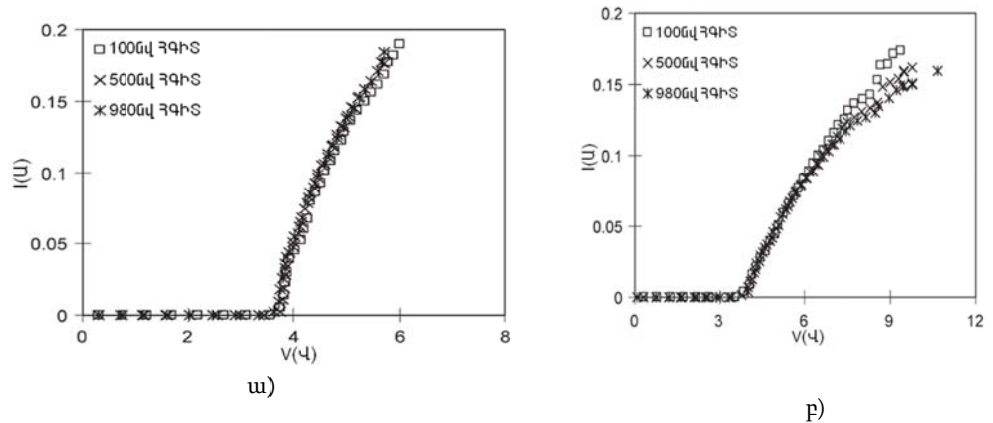


Նկ. 3. 100 նվ տևողությամբ ՀՓՏ-ի տվյալները և մոդելավորման արդյունքները. ա) 0,18 նմ տեխնոլոգիա $V_{\text{փ}}=0, 1,8$ ($W/L=20/0,6$), բ) 0,13 նմ տեխնոլոգիա $V_{\text{փ}}=0, 0,8$ ($W/L=25/0,12$)



Նկ. 4. Օքսիդի երկու տարբեր հաստությունների դեպքում ՀՓՏ-ի ՎԱԲ-ը

Ջերմային մոդելը: Վերը նկարագրված մոդելում ՄՕԿ տրանզիստորի միացման դիմադրությունը մոդելավորվել էր հաստատուն արժեքով: Սա փոքր հաջորդական դիմադրություն ունեցող սարքի դեպքում ընդունված մոտեցում է: Այն դառնում է սխալ, երբ արտաբերի ոչ սիլիցիդացված տիրույթի պատճառով (որը հաճախ արվում է ՀՓՏ-ի դեպքում) սարքի միացման դիմադրությունը մեծանում է: 0,12 նմ հոսքուղու երկարությամբ ՀՓՏ-ի իմպուլսային տեխնոլոգիայով ստացված ՎԱԲ-ը իմպուլսի տևողության տարբեր արժեքների համար բերված է նկ. 5-ում: Նկ. 5 բ-ում մոդելավորված տրանզիստորն ունի ավելի լայն ոչ սիլիցիդային հատված արտաբերի տիրույթում և, հետևաբար, ավելի մեծ միացման դիմադրություն, քան նկ.5 ա-ում մոդելավորված տրանզիստորը: $R_{\text{միացման}}$ -ը փոփոխվում է, որովհետև, ջերմաստիճանի աճին զուգընթաց սիլիցիումի դիմադրությունն աճում է, իսկ սարքի ջերմաստիճանը, իմպուլսի տևողությունից կախված, աճող ֆունկցիա է [9]:



Նկ. 5. Ոչ սիլիցիդային N տիպի ՄՕԿ տրանզիստորի համար ՀԳԻՏ ՎԱԲ-ի տվյալները.
 ա) $W/L=25/0,12$, $l_{wp}=1$ մկմ և $l_{wl}=1$ մկմ, բ) $W/L=25/0,12$, $l_{wp}=7$ մկմ և $l_{wl}=1$ մկմ

Եթե նույնիսկ ինքնատաքացման երևույթի ազդեցությունը փոքր է (ինչպես 50նմ իմպուլսի դեպքում), ապա միացման դիմադրությունն այնքան էլ հաստատուն չէ: Դրա պատճառը մասնիկների արագության հագեցումն է: Առաջարկվում է ինքնատաքացման երևույթը հաշվի առնել շեղումից և ժամանակից կախված դիմադրության մոդելում, որը կազմվել է լիցքակիրների շարժման արագության և ջերմային երևույթը հաշվի առնելով, օգտագործելով կիսափորձնական բանաձև: Դրեյֆային արագության բանաձևը որոշվում է հետևյալ կերպ՝

$$v = \begin{cases} \frac{\mu_{T0} E}{1 + \frac{E}{E_{\text{հագ}}}}, & E < E_{\text{հագ}} \\ v_{\text{հագ}}, & E \geq E_{\text{հագ}} \end{cases}$$

որտեղ μ_{T_0} -ն սենյակային ջերմաստիճանում (300k) էլեկտրոնի շարժունակությունն է, իսկ $E_{\text{հազ}}$ -ը՝ մոդելի պարամետրը, որը կարող է դիտարկվել որպես լիցքակիրների արագության հազեցման համար անհրաժեշտ էլեկտրական դաշտի լարվածության որոշիչ արժեք: Դիմադրության l երկարության և կիրառված V_R լարման դեպքում կարելի է գրել՝

$$v = \begin{cases} \frac{\mu_{T_0} \frac{V_R}{l}}{1 + \frac{V_R}{(E_{\text{հազ}} l)}}, & \frac{V_R}{l} < E_{\text{հազ}}, \\ v_{\text{հազ}}, & \frac{V_R}{l} \geq E_{\text{հազ}}: \end{cases}$$

Միլիցիումում էլեկտրոնների շարժունակության կախումը ջերմաստիճանից ներկայացվում է հետևյալ փորձնական բանաձևով.

$$\mu_T = \mu_{T_0} \left(1 + \frac{\Delta T}{300} \right)^\beta, \quad (1)$$

որտեղ $\Delta T = T - 300 \text{ K}$, իսկ β - ն համապատասխանության գործակիցն է:

Արագության նկարագրված մոդելը կիրառելով Օհմի օրենքի միկրոսկոպիկ տարբերակում, կստացվի՝

$$J = \sigma E = nq v,$$

որտեղից՝

$$J = nq \frac{\mu_T \frac{V_R}{l}}{1 + \frac{V_R}{(E_{\text{հազ}} l)}} = nq \frac{\mu_{T_0} \left(1 + \frac{\Delta T}{300} \right)^\beta \frac{V_R}{l}}{1 + \frac{V_R}{(E_{\text{հազ}} l)}}, \quad \frac{V_R}{l} < E_{\text{հազ}},$$

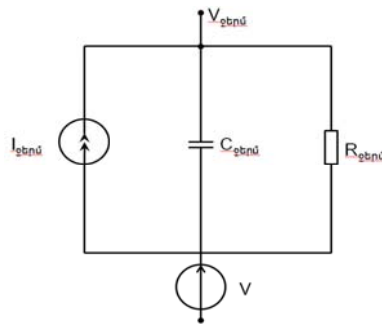
$$I = JWt_R = nqWt_R \frac{\mu_{T_0} \left(1 + \frac{\Delta T}{300} \right)^\beta \frac{V_R}{l}}{1 + \frac{V_R}{(E_{\text{հազ}} l)}},$$

որտեղ W -ն դիմադրության լայնությունն է, իսկ t_R -ը՝ հաստությունը: Հոսանք-լարում կախվածությունը պարզեցվել է հետևյալ կերպ՝

$$I = \frac{\left(1 + \frac{\Delta T}{300} \right)^\beta V_R}{1 + \frac{V_R}{(E_{\text{հազ}} l)}} \frac{1}{R_{T_0}}, \quad (2)$$

որտեղ $R_{T0} = l / (\sigma W t_R) = l / (nq \mu_{T0} W t_R)$:

Անհրաժեշտ է ջերմաստիճանի աճ՝ գնահատելու $I(V_R)$ -ն, օգտագործելով (2)-ը: Դիմադրության ջերմաստիճանի որոշման նպատակով կառուցվել է համարժեք ջերմային սխեման (նկ. 6 [9]): Նկ. 6-ում պատկերված յուրաքանչյուր մեծություն ունի իր ջերմային նմանակը: $I_{ջերմ}$, $V_{ջերմ}$, $V_{աղբյուր}$, $R_{ջերմ}$ և $C_{ջերմ}$ -ը համապատասխանաբար սպառվող հզորությունը (P), սարքի ջերմաստիճանը (T), ԻՄ-ի հակառակ կողմի ջերմաստիճանը (սենյակային ջերմաստիճանի համար ($300 K$)), ջերմային դիմադրությունն ու ունակությունն են:



Նկ. 6. Ջերմաստիճանի ակնթարթային աճի հաշվարկման համարժեք սխեմա

Շղթայի կետային հավասարումը կարելի է գրել հետևյալ տեսքով՝

$$I_{ջերմ} = C_{ջերմ} \frac{dV_{ջերմ}}{dt} + \frac{(V_{ջերմ} - V_{աղբյուր})}{R_{ջերմ}}: \quad (3)$$

Կետի $V_{ջերմ}$ լարումը ստացվում է մոդելավորման արդյունքում կամ (3)-ի լուծմամբ: (2)-ում ΔT -ն ընդունված էր ուղիղ համեմատական $V_{ջերմ} - V_{աղբյուր}$ -ի, և ՎԱԲ-ը, կախված ինքնատաքացման երևույթից, կարող է բնութագրվել սխեմայի մոդելավորմամբ: Մոդելի պարամետրերի ստացման նպատակով օգտագործվել են իմպուլսային հոսանք-լարում կախվածությունները: Իմպուլսի տևողության ընթացքում ΔT -ն կարելի է ներկայացնել՝ օգտվելով (3)-ից՝

$$\Delta T \sim V_{ջերմ} - V_{աղբյուր} = I_{ջերմ} R_{ջերմ} \left(1 - \exp \left(- \frac{t}{R_{ջերմ} C_{ջերմ}} \right) \right), \quad (4)$$

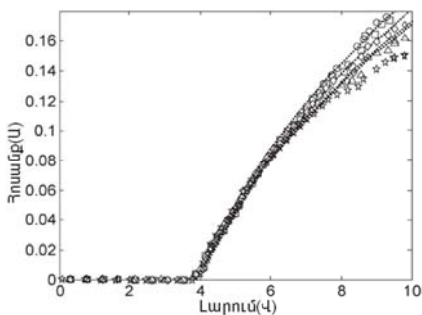
որտեղ $I_{ջերմ}$ -ը համապատասխանում է դիմադրության վրա հզորության ծախսին՝ $I_{ջերմ} = P = V_R I$: ΔT -ի համար ստացված հավասարումը տեղադրելով (2)-ի մեջ, կստացվի՝

$$I = \frac{\left(1 + PR_{ջերմ} \left(1 - \exp \left(- \frac{t}{R_{ջերմ} C_{ջերմ}} \right) \right) \right)^{\beta} V_R}{1 + \frac{V_R}{(E_{հազ} l)}} \frac{1}{R_{T0}}: \quad (5)$$

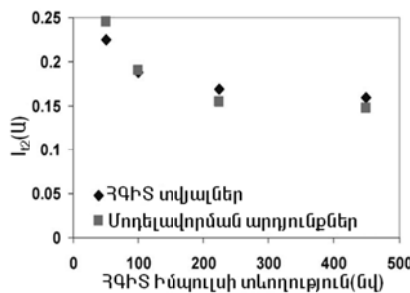
$R_{ջերմ}$, $C_{ջերմ}$, R_{T0} և $E_{հազ}$ պարամետրերի արժեքները ստացվում են իմպուլսային հոսանք-լարում կախվածություններից: 1-ը մուտքային պարամետր է: (5)-ում հոսանքը ֆունկցիա է V_R -ից և P -ից: Քանի որ դիմադրության համար $P=IV_R$, հետևաբար հավասարումը կարելի է վերածնակերպել այնպես, որ I -ն կախված լինի միայն P -ից, և վերջնական բանաձևը կունենա հետևյալ տեսքը՝

$$I = \frac{-\frac{P}{E_{հազ} l} + \sqrt{\left(\frac{P}{E_{հազ} l}\right)^2 + 4 \frac{P}{R_{T0}} \left(1 + PR_{ջերմ} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{R_{ջերմ} C_{ջերմ}}\right)\right) \frac{1}{300}\right)^\beta}}{2} \quad (6)$$

Անհրաժեշտ է ջերմային այս մոդելը կիրառել $R_{միացման}$ դիմադրության համար: Քանի որ ՄՕԿ-ում արտաբերի դիմադրությունը գտնվում է արտաբեր-հարթակ հակառակ շեղված անցման կողքին, որի երկայնքով էլ տեղի է ունենում հիմնական լարման անկումը, ուստի ավելի նպատակահարմար է կիրառել $P=V_{արտ_ավելց,ակ} I$ արտահայտությունը: Նկ.7-ում իմպուլսի տարբեր տևողությունների (ԻՏ) դեպքում համեմատված են հաշվարկային և մոդելավորված իմպուլսային ՎԱԲ-ի կորերը: Մոդելը բնութագրում է $R_{միացման}$ -ի աճը՝ կախված իմպուլսի լայնությունից: Նկ.7-ից երևում է, որ երկրորդային ծակման հոսանք է գրանցվել բոլոր հաշվարկների համար: Երկրորդային ծակման հոսանքի կախումը իմպուլսի տևողությունից պատկերված է նկ.8-ում:



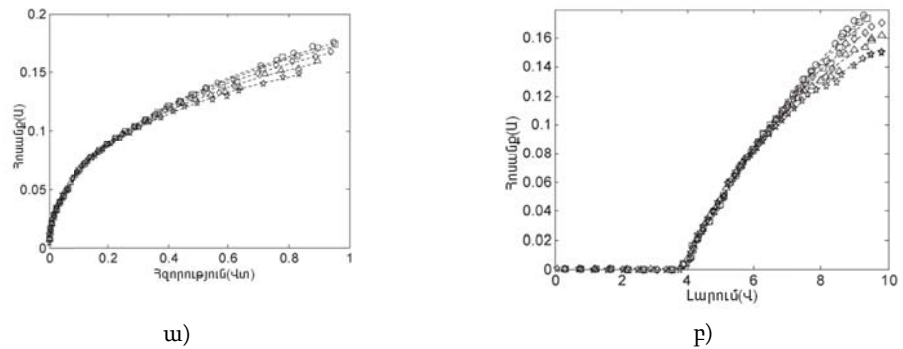
Նկ. 7. Տարբեր ԻՏ-ների դեպքում ՀՓՏ-ի ՎԱԲ-ը. $W/L=25/0,12$, $l_{ար}=7$ մկմ և $l_{ակ}=1$ մկմ. ԻՏ. \circ -50 նվ, \square -100 նվ, \diamond -225 նվ, Δ -500 նվ, \ast -980 նվ. կետագծերով ներկայացված են մոդելավորման արդյունքները



Նկ. 8. Հաշվարկային և մոդելավորված երկրորդային ծակման հոսանքը՝ կախված ԻՏ-ից

Այստեղ ընդունված է, որ երկրորդային ծակման ջերմաստիճանը $1100 K$ է [10]: Երբ $T=T_{կրիտ}$, տրված τ իմպուլսի տևողության դեպքում կիրառելով մինչ այդ ստացված պարամետրերի արժեքները (4)-ում և (5)-ում, կարելի է գտնել հոսանքի արժեքը: Այս արժեքները նույնպես պատկերված են նկ. 9-ում: Մոդելավորված $I_2(\tau)$ արժեքը համընկնում է հաշվարկային $I_2(\tau)$ արժեքին, ինչը նշանակում է, որ առաջարկված մոդելն ունի մեծ ճշտություն: Նկ. 9-ը ցույց է տալիս, որ հաշվարկային և մոդելավոր-

ված իմպուլսային ՎԱԲ-երը գտնվում են լավ համապատասխանության մեջ: Երբ ԷՄԼ-ից պաշտպանության շրթաններում օգտագործվում են բարակ օքսիդով տրանզիստորներ, ապա այդ դեպքում պահանջվում է $R_{միացման}$ -ի ճշգրիտ մոդելավորում: Ավելին, լարման թռիչքի կանխարգելման շրթաններում միջմիացման դիմադրությունը նույնպես պետք է հաշվի առնել մոդելավորման ընթացքում, քանի որ դրա դիմադրությունը նույնպես աճում է ինքնատաքացման ժամանակ:



Նկ. 9. Տարբեր FS-ների դեպքում ՀՓՏ-ի ՎԱԲ-ը. $W/L=25/0,12$, $I_{ար}=7$ մկմ և $I_{սկ}=1$ մկմ. FS- օ-50 նվ, □-100 նվ, ◊-225 նվ, Δ-500 նվ, *-980 նվ. կետագծերով ներկայացված են մոդելավորման արդյունքները. ա) պարամետրերի ստացում՝ 6-ը օգտագործելով, բ) հաշվարկային և մոդելավորված հոսանք-լարում տվյալները

Եզրակացություն: Առաջարկված է ԷՄԼ-ից պաշտպանության սխեմաների՝ ՀՓՏ-ի մեծ ճշտությամբ մոդել: Մոդելի պարզության շնորհիվ տեխնոլոգիայի մասշտաբավորման արդյունքում ի հայտ եկած նոր երևույթները հեշտորեն են ինտեգրվում դրանում: Առաջարկված մոդելի մեծ ճշտությունը պայմանավորված է այն հանգամանքով, որ դրանում հաշվի են առնված աշխատանքային բարձր հոսանքների պատճառով ի հայտ եկած ինքնատաքացման երևույթը և երկրորդային ծակման հոսանքները:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. Modeling substrate diodes under ultra high ESD injection conditions / **G. Boselli, S. Ramaswamy, A. Ameraseker, et al** // Proc. Electrical Overstress/Electrostatic Discharge (EOS/ESD) Symp.- Portland, 2001. -P. 71–81.
2. Characterization and modeling of transient device behavior under CDM ESD stress / **J. Willemen, A. Andreini, V. De Heyn, et al** // Proc. Electrical Overstress/Electrostatic Discharge (EOS/ESD) Symp.- Las Vegas, 2003. -P. 82–97.
3. Compact Modeling of On-Chip ESD Protection Devices Using Verilog-A / **J. Li, S. Joshi, R. Barnes, et al** // IEEE Trans- CAD.- 2006. -V. 25. -P. 1047.
4. **Li J., Joshi S. and Rosenbaum E.** A Verilog-A compact model for ESD protection NMOSTs // Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conf.- San Jose, CA, 2003. -P. 253–256.

5. A Method to Model MOSFET's Second Breakdown Action for Circuit-Level ESD Simulation / **Qiang Cui, Yan Han, Juin Liou, et al** // Proceedings of HDP'07, IEEE Trans. Electron Device.- Jul, 2007. -Vol. 42. -P. 107-109.
6. ESD protection for BiCMOS circuits / **S. Joshi, P. Juliano, E. Rosenbaum, et al** // Proc. Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting.- Minneapolis, MN, 2000. -P. 218-221.
7. BSIM4.6.0 MOSFET Model. Department of Electrical Engineering and Computer Sciences. -University of California, Berkeley, 2010.
8. Verilog-A Language Reference Manual. Open Verilog International.- Jul, 2011.
9. Deep Trench NPN Transistor for Low Ron ESD Protection of High-Voltage I/Os in Advanced Smart Power Technology / **A. Gendron, C. Salamero, N. Nolhier, et al** // IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting.- 2006. -P. 1-4.
10. **Vashchenko V.A., Kuznetsov V. and Hopper P.J.** ESD Protection of Fast Transient Pins in Bipolar Processes // IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting.- 2007. -P. 222-225.

Synopsys Armenia CJSC. The material is received 09.05.2012.

В.Ш. МЕЛИКЯН, А.Н. ХАЧАТРЯН, Д.Л. МИРЗОЯН, А.А. ДУРГАРЯН

МОДЕЛИ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ПРЕДОХРАНЕНИЯ ОТ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ РАЗРЯДОВ С УЧЕТОМ ЭФФЕКТА САМОСОГРЕВАНИЯ

Для временных и частотных анализов предложены статические и тепловые модели устройств, предохраняющих от электростатического разряда, которые являются одним из важных звеньев в современных интегральных схемах (ИС). Предложенные модели с учетом самосогревания обеспечивают большую точность в высоких токовых режимах и дают возможность тестировать ИС и узнать об их надежности до изготовления по сравнению с нынешними существующими моделями.

Ключевые слова: электростатический разряд, тепловая модель, точность моделирования.

V.SH. MELIKYAN, A.N. KHACHATRYAN, D.L. MIRZOYAN, A.A. DURGARYAN

MODELS OF ELECTROSTATIC DISCHARGE PROTECTION DEVICES CONSIDERING THE SELF-HEATING EFFECTS

DC and thermal models related to transient and ac analyses are proposed to protect the devices from electrostatic discharge (ESD) which are one of the most important elements in modern integrated circuits (IC). Compared to the existing models, the proposed models consider the self heating effects and provide a higher accuracy in high current regimes, enabling to test the ICs for ESD effects.

Keywords: electrostatic discharge, thermal model, accuracy of modeling.