

**Ge/Si ՄԱԿԵՐԵՎՈՒՅԹԻ ՌԵԿՈՆՍՏՐՈՒԿՑԻԱՅԻ ԵՎ ՌԵԼԻԵՖԻ  
ՌԻՍՈՒՄՆԱՍԻՐՈՒՄԸ ԳԵՐԲԱՐՉՐ ՎԱԿՈՒՈՒՄԱՅԻՆ  
ՓՈՈՂ ԹՈՒՆԵԼԱՅԻՆ ՄԱՆՐԱԴԻՏԱԿՈՎ**

*Գ. Շմավոնյան, Լ. Խաչիկյան*

Ներածություն: Աշխատանքի նպատակն է ուսումնասիրել Si(113)-ի մակերևույթի վրա Ge-ի բարակ թաղանթների և նանոկառուցվածքների առաջացման գործընթացը գերբարձր վակուումային (ԳԲՎ) փռող թունելային մանրադիտակով (ՓԹՄ) և փոքր էներգիայով էլեկտրոնների դիֆրակցիայի (ՓԷԴ) եղանակով, ինչպես նաև մակերևութային ակտիվ տարրերի (ՄԱՏ) դերը հետերոէպիտաքսիալային աճեցման դեպքում: Ge-ի շերտերը աճեցվել են Si(113) մակերևույթի վրա հարթակի բարձր ջերմաստիճանների և աճեցման տարրեր տևողությունների դեպքում: Si(113) մակերևույթի կառուցվածքային բնութագրում կատարելու համար ՓԹՄ-ով և ՓԷԴ-ի եղանակով ուսումնասիրվել են Ge-ի աճեցման ձևը և կղզիացման գործընթացը:

Si(113)-ի մաքուր մակերևույթը ներկայումս հետաքրքրություն է ներկայացնում, քանի որ այն ունի մեծ կայունություն և տեխնոլոգիական կարևորություն: Ընդհանուր առմամբ, մեծ ինդեքսով Si-ի մակերևույթները համարվում են ոչ կայուն և տաքացնելիս ձևափոխվում են փոքր ինդեքսով հարթությունների [1]: Այնուամենայնիվ, Si(113)-ի մակերևույթը բացառություն է: Դրա էներգիան համեմատելի է փոքր ինդեքսով մակերևույթների էներգիայի հետ և այն կարող է օգտագործվել որպես հարթակ [2]: Վերջերս մեծ ջանքեր են գործադրվում Si-ի վրա Ge-ի էպիտաքսիալային աճեցումը բարելավելու համար: Շատ դժվար է հասկանալ էպիտաքսիալային աճեցման նախնական փուլերը առանց իմանալու հարթակի ատոմական կառուցվածքը: Si(113)-ի մակերևույթը հետաքրքրություն է ներկայացնում էպիտաքսիալային աճեցման համար [3], սակայն ունի անհայտ ատոմական կառուցվածք [4]: Si(113)-ի մակերևույթի ատոմական կառուցվածքը ուսումնասիրվել է ինչպես փորձնականորեն, այնպես էլ տեսականորեն: Si(113)-ի մակերևույթի ատոմական կառուցվածքի որոշումը ՓԹՄ-ով կատարվել է [5] աշխատանքում: ՑԷԴ-ի պատկերում դիտվում է 3x1 ռեկոնստրուկցիա [6]: Ներկայումս մի շարք հետազոտություններ [1, 2, 5] են կատարվել, որոնք հաստատում են 3x2 կառուցվածքը 300 K-ում, մինչդեռ [6] աշխատանքում վիճարկվում է 3x1 կառուցվածքը: [7] աշխատանքում ցույց է տրվել, որ 300 K-ում Si(113)-ի մակերևույթը ունի 3x2 ռեկոնստրուկցիա, որը ձևափոխվել է 3x1 կառուցվածքի: Անկախ այս հետազոտություններից ռեկոնստրուկցիայի ենթարկված մակերևույթների ատոմական կառուցվածքների և հարաբերական կայունության հարցը դեռևս վերջնական լուծված չէ: Si(113)-ի 3x1 մակերևույթի համար առաջարկվել են մի քանի կառուցվածքային մոդելներ, ինչպիսիք են Ռանքի «դիմեր և ադատոմ» մոդելը [8], Դարրովսկիի ճեղքերով Si-ի մոդելը [9] և փաթեթավորման մոդելը [10]: Այնուամենայնիվ, Si(113)-ի 3x1 մակերևույթի ատոմական կառուցվածքի հարցը վերջնականորեն լուծված չէ:

Բարակ թաղանթների և նանոկառուցվածքների աճեցման հիմնարար ձևափոխում կարելի է ստանալ ներմուծելով քիմիական երրորդ տարրը, որը փոքրացնում է ինչպես Si-ի, այնպես էլ Ge-ի մակերևութային ազատ էներգիան: Կիսահա-

դորդչային մակերևույթների ՄՍՏ-երի միջոցով ձևափոխման էպիտաքսիան [11] Վերջինս մեծ հետաքրքրություն է ներկայացնում, քանի որ հնարավորություն է տալիս աճեցնել նանոկառուցվածքներ, որոնք հնարավոր չէր իրականացնել սովորական մոլեկուլային ճառագայթային էպիտաքսիայի կամ քիմիական գոլորչային նստեցման եղանակներով: Մինչ այժմ Bi [12] լավ ՄՍՏ է Si(111)-ի վրա Ge-ի աճեցնելու համար: Ինչպես ցանցային լարվածությունը, այնպես էլ մակերևութային ազատ էներգիան նպաստում են, որ բարակ թաղանթի աճեցումը տեղի ունենա շերտ առ շերտ (Ֆրենկ վան դեր Մերվ) կամ կղզյակներով (Վոլմեր-Վեբեր) կամ շերտ առ շերտ, ապա՝ կղզյակներով (Ստրանսկի-Կրաստանով):

Փորձնական արդյունքները և քննարկումը: Փորձերը իրականացվել են ԳԲՎ ՓԹՄ-ով: Որպես հարթակներ օգտագործվել են 2 մմ x 5 մմ մակերեսով, չլեզիրացված և 10 օհմ-սմ տեսակարար դիմադրությամբ Si(113) նմուշներ: Նմուշները կտրվել են լավ կողմնորոշում ունեցող Si(113) քիթեղներից: Նմուշի մակերևույթը մեթանոլով մաքրելուց հետո նմուշները բեռնավորման խցիկով տեղադրվել են ԳԲՎ համակարգում և գազազատվել ավելի քան 24 ժ ընթացքում 600°C ջերմաստիճանում: Մակերևութային կեղտոտվածությունները հեռացնելու համար հարթակները տաքացվել են 1200°C ջերմաստիճանում ~ 15 վրկ: Նմուշի ջերմաստիճանը չափվել է ինֆրակարմիր պիրոմետրով: Այս գործընթացով հեռացվում է բնական ճանապարհով առաջացած օքսիդային շերտը և ստացվում է լավ կարգավորված Si(113)-3x2 մակերևութային ռեկոնստրուկցիա, որը ստուգվում է ՓԹՄ-ով և ՑԷԴ-ի եղանակի միջոցով: Ge-ի բարակ թաղանթների և նանոկառուցվածքների աճեցման համար ատոմական Ge-ը գոլորչիացվել է Քնուդսենի բջիջներից: Ge-ի աճեցման գործընթացի ուսումնասիրությունները իրականացվել են 300 - 430°C ջերմաստիճանային տիրույթում, իսկ ՓԹՄ-ով և ՑԷԴ-ի չափումները՝ սենյակային ջերմաստիճանում: ԳԲՎ համակարգում հիմնական ճնշումը փոքր է  $5 \times 10^{-11}$  մԲար-ից, իսկ Ge-ը աճեցնելու ընթացքում չի գերազանցում  $1 \times 10^{-10}$  մԲարը:

Si(113)-ի փռման մաքուր մակերևութի ՓԹՄ-ի պատկերները տարբեր մասշտաբների դեպքում (1000 նմ x 1000 նմ (ա) և 56 նմ x 13 նմ (բ)) բերված են նկ. 1-ում: Նմուշին կիրառված լարումը - 2 Վ է, իսկ թունելային հոսանքը՝ 0.3 Ա:

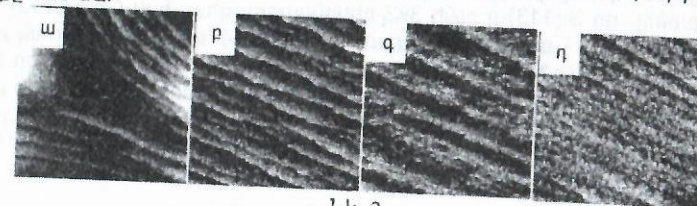


Նկ. 1

Մեծ մակերեսով փռումների դեպքում Si(113)-ի մաքուր մակերևութի վրա հայտնաբերվել են առանձին ատոմական աստիճաններ (նկ. 1 ա): Si(113)-ի մաքուր մակերևութի, ինչպես ՓԹՄ-ի, այնպես էլ ՑԷԴ-ի պատկերները ցույց են տալիս, որ ռեկոնստրուկցիան 3x2 է:

Si(113) մաքուր մակերևութի (ա), 2 ռոպ (բ) 30 ռոպ (գ) Bi-ի ՄՍՏ-երի կիրառելուց 10 ռոպ (դ) աճեցումից հետո Ge/Si(113) անցման սահմանի և Si(113)-ի վրա Ge-ի բարակ թաղանթների և նանոկառուցվածքների ՓԹՄ-ի պատկերները հարթակի 430°C ջերմաստիճանում բերված են նկ. 2-ում: Փռման մակերեսները կազ-

մում են 500 նմ x 500 նմ, նմուշին կիրառված լարումը՝ - 2 V, իսկ թունելային հոսանքը՝ 0.3 Ա:



Նկ. 2

Ge-ի ատոմների 2 ռոպե նստեցումից հետո միայն Ge-ի ատոմների մի քանի կույտեր են դիտվել Si(113) մաքուր մակերևութի վրա (նկ. 2 բ): Ge-ի ատոմների նստեցման տևողության մեծացումից հետո (15 ռոպե) հարթակի միևնույն ջերմաստիճանի դեպքում առաջանում է Ge-ի ենթաերկշերտ ծածկույթ հիմնականում՝ Si(113)-ի մակերևութային աստիճանների եզրերին: Ge-ի աճեցումը տեղի է ունենում շերտ առ շերտ և Ge-ի կղզիներ չեն հայտնաբերվում մակերևութի վրա: Ատոմական աստիճանների մոտ Ge-ի կղզիացումը կարելի է բացատրել աստիճանների մոտ մեծ թվով ազատ կապերի առաջացմամբ: Ի հակադրություն 2 և 15 ռոպե նստեցման նախորդ դեպքերի, Ge-ի ատոմների 30 ռոպե հարթակի միևնույն ջերմաստիճանում նստեցումից հետո հարթ Ge-ի շերտ է առաջանում Si(113)-ի աստիճանների հարթ մասերի որոշ տեղերում (նկ. 2 գ): Ատոմների մասշտաբով ՓԹՄ-ի և ՑԷԴ-ի ուսումնասիրությունները ցույց են տալիս 3x2 և 3x1 մակերևութային ռեկոնստրուկցիաների խառնուրդ: Վերջինս կարելի է բացատրել Si(113)-ի և Ge/Si(113)x3x1-ի մակերևութի վրա ազատ տեղանասերի առկայությամբ:

Si(113) մաքուր մակերևութի վրա հարթակի 300°C ջերմաստիճանում Ge-ի ատոմների 30 ռոպե նստեցումից հետո մակերևութի վրա դիտվում է Ge-ի ենթաերկշերտ ծածկույթ: Ատոմական միաստիճանային Si(113)-ի մակերևութի վրա առաջանում են Ge-ի կղզյակների ցրված տեղանասեր: Աճեցման 300°C ջերմաստիճանի դեպքում Ge-ի ատոմների շարժունակությունը փոքր է աճեցման 430°C ջերմաստիճանում Ge-ի ատոմների շարժունակությունից և աճեցված Ge-ի ատոմները չեն կարող մոտենալ ատոմական աստիճանների եզրերին և հաստատվել այնտեղ: Գարթակի ջերմաստիճանը փոքրացնելով 430°C-ից 300°C-ի Si(113) մակերևութի վրա առաջանում են Ge-ի կղզյակներ և շերտ առ շերտ աճեցումը փոխարինվում է կղզյակներով աճեցումով:

ՓԹՄ-ով ատոմական մասշտաբի դեպքում տեղեկություն ենք ստացել Si(113)-ի մակերևութի վրա Ge-ի բարակ թաղանթի առաջացման մակերևութի ռելիեֆի մասին (նկ. 2): Մեծացնելով աճեցման ջերմաստիճանը 300°C-ից 430°C Ge-ի ատոմները դառնում են բավականին շարժունակ, որպեսզի հասնեն ատոմական աստիճանների եզրերին: Այսպիսով, հիմնվելով ՓԹՄ-ի ուսումնասիրությունների վրա և օպտիմիզացնելով աճեցման ջերմաստիճանը և արագությունը, մեզ հաջողվեց Si(113) մակերևութի վրա ստանալ համեմատաբար, հարթ Ge-ի բարակ թաղանթներ: Ավելի հարթ Ge-ի բարակ թաղանթներ ստանալու համար աճեցման ժամանակ օգտագործել ենք երրորդ քիմիական տարրը (օրինակ, Bi)՝ ՄՍՏ-երի միջոցով ձևափոխված էպիտաքսիա (նկ. 2 դ): Մեզ հաջողվեց, նաև նշված եղանակով, Si(113)-ի մակերևութի վրա աճեցնել Ge-ի նանոկառուցվածքներ:

Եզրակացություն: Հիմնվելով ԳԲՎ ՓԹՄ-ով և ՓԷԴ-ի հետազոտությունների վրա, ուսումնասիրել ենք Si(113) մաքուր մակերևութը, Ge/Si(113) անցման

սահմանը և Si(113)-ի վրա Ge-ի բարակ բաղանդների և նանոկառուցվածքների առաջացման գործընթացը՝ ռելիեֆը և ռելիոստրուկցիան: Մեզ հաջողվեց պարզաբանել, որ Si(113)-ը ունի 3x2 ռելիոստրուկցիա, իսկ Ge/Si(113) անցման սահմանը՝ 3x2 և 3x1 ռելիոստրուկցիաներ: Si(113)-ի վրա Ge-ի բարակ բաղանդների անցման ռելիեֆի վերլուծությունը ցույց է տալիս, որ հնարավոր է Si(113) հարթակի վրա ստանալ համեմատաբար հարթ և համասեռ Ge-ի բարակ բաղանդներ հարթակի 430°C ջերմաստիճանի դեպքում Ge-ի 30 րոպե անցումից հետո: Bi-ի օգտագործումը հնարավորություն է տալիս ստանալ ավելի հարթ և համասեռ Ge-ի բարակ բաղանդներ և նանոկառուցվածքներ:

#### Փրականություն

1. Olshanetsky B.Z. and Mashanov V.I. Surf. Sci. 111, 414 (1981).
2. Booker G.R. and Joyce B.A. Phyl. Mag., 14, 301 (1966).
3. Knall J. and Pethica J.B. Surf. Sci. 265, 156 (1992).
4. Schreiner J., Jacobi K., Selke A.W. Phys. Rev. B 49, 2706 (1994).
5. Knall J., Pethica J.B., Todd J.D. and Wilson J.H. Phys. Rev. Lett. 66, 1733 (1991).
6. Hadley M.J., Tear S.P. and Neddermeyer H. Surf. Sci., 280, 258 (1993).
7. Myler U. and Jacobi K. Surf. Sci. 220, 353 (1989).
8. Ranke W. Phys. Rev. B 41, 5243 (1990).
9. Dabrowski J., Mussig H-J and Wolff G. Phys. Rev. Lett. 73, 1960 (1994).
10. Wang J., Horshfield A.P. and Payne M.C. Phys. Rev. B 54, 13 744 (1996).
11. Copel M., Reuter M.C. and Tromp R.M. Phys. Rev. Lett. 63, 632 (1989).
12. Hom M. von Hoegen, LeGoues F.K., Reuter M.C. Phys. Rev. Lett. 67, 1130 (1991).
13. Simidt T., Falta J., Materlik G. Appl. Phys. Lett., 74, 1391 (1999).

## ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ МИКРОПРОЦЕССОРНЫЙ СЕРДЕЧНИК

К. Мелконян, Г. Айвазян, Д. Мелконян

Наиболее популярными в настоящее время алгоритмами обработки данных для микропроцессорных сердечников являются:

- алгоритм быстрого прямого и обратного преобразования Фурье (БПФ) на 1024 или  $n$  ( $n$ -разрядность числа,  $x$ -переменная) значений, включая истинные и мнимые составляющие;
  - алгоритм расчета коэффициентов фильтров (РКФ);
  - алгоритм произведения двух векторов (ПДВ);
  - алгоритм расчета коэффициентов корреляции (РКК);
  - алгоритм прямой и косвенной косинус - трансформации (ПКТ и ККТ) и т.д.
- Независимо от выполняемого алгоритма процессоры осуществляют операции умножения, сложения и вычитания. В соответствии с этим обстоятельством современные ПЦС обычно содержат устройство умножения с аккумуляцией (УУА) и арифметическо-логическое устройство (АЛУ). Поэтому увеличение количества операций, выполняемых УУА и АЛУ на уровне одного ПЦС за 1 секунду, является важнейшей задачей.

Сейчас основное внимание уделяется вопросу реализации высокоскоростных (в 2 раза больше операций) исполняющих устройств процессоров.

Перестраиваемый процессор с арифметической обработкой данных (ПАОД

-RADcore) обычно состоит из основного и четырех вспомогательных процессоров, работающих на общую шину.

При умножении комплексных  $\{x_i\}$  и  $\{y_i\}$  чисел имеем следующее выражение суммы для составляющих каждого разряда  $\sum_{i=0}^N x_i \cdot y_i$ , где  $N$ -количество разрядов или битов, а коэффициенты произведения ( $P_r, P_{im}$ ) и суммы ( $S_r, S_{im}$ ) двух одноразрядных комплексных чисел  $x$  и  $y$  соответственно равны:

$$P_r = x_r \cdot y_r - x_{im} \cdot y_{im}; P_{im} = x_r \cdot y_{im} + x_{im} \cdot y_r; S_r = x_r + y_r; S_{im} = x_{im} + y_{im}.$$

В предложенном (ПАОД)-е УУА мы имеем два УУА, и каждый из них в состоянии выдавать результат (умножать) к концу каждого цикла.

Как УУА, так и любой узел вычислительных устройств быстродействующей системы работают по конвейерному принципу. Однако здесь не всякий метод можно реализовать при суммировании. Например, для двух  $n$ -битных чисел простейший подход соединения двух последовательных переносов  $c_i$  приведет, по крайней мере, к задержке прохождения сигнала через  $2n$  логических единиц до завершения операции суммирования. При этом сумма  $S_i$   $i$ -го бита с учетом переноса  $c_i$  с предыдущего разряда будет иметь вид  $S_i = x_i \oplus y_i \oplus c_i$ , а значение переноса на следующий разряд -  $c_{i+1} = x_i y_i + y_i c_i + x_i c_i = g_i + p_i c_i$ , где  $g_i = x_i y_i$  - генерируемая составляющая переноса, а  $p_i = x_i + y_i$  - передаваемая составляющая переноса.

С помощью разделения  $n$  битного числа на подгруппы с количеством  $r-1$  битов в каждой и создания специальной логики, которая обходит переносы в подгруппах, получается передаваемая составляющая сигнала переноса, равная

$$P_i = P_{i(r-1)r-2} \dots P_{i(r-1)+2} P_{i(r-1)+1} P_{i(r-1)} = P_{i(r-1)r-1} \cdot P_{i(r-1)}.$$

Учитывая тот факт, что первые и последние разряды не нуждаются соответственно входящего и выходящего переносов, можно вычислить количество обходящих блоков переносов ( $k$ ) следующим образом:

$$k = \left\lceil \frac{n}{r-1} \right\rceil - 2.$$

Поскольку каждая логика обхода переноса построена, как минимум, на двух логических единицах [1], то каждый перенос вызовет задержку сигнала на величину двукратной задержки одного логического элемента. С учетом свойств Манчестерской цепочки переноса [2], которая уменьшает задержку ( $\tau$ )  $4r$  до уровня  $2r$  (за счет специального подключения транзисторных ключей в Манчестерской цепочке переноса), получим задержку  $\tau = (2r-1)$  единиц вместо

$$\tau = 4(r-1) + 2 \left( \left\lceil \frac{n}{r-1} \right\rceil - 2 \right) = 4(r-2) + 2 \left\lceil \frac{n}{r-1} \right\rceil$$

единиц. Эту задержку можно уменьшить, используя сумматор, сочетающий выборку переноса с "условной суммой" [1].

Другой задачей является способ предоставления данных таким образом, чтобы УУА использовался ближе к 100%-ной эффективности. Очевидно, этого нельзя достичь через порты устройства ввода/вывода (УВВ), т.к. УВВ является самым низкоскоростным звеном всех ПАОД текущих проек-

тов процессоров сердечника. Поэтому нами было принято решение иметь внутренние памяти. В основной конфигурации RADcore мы имеем три 4-портовые памяти. Два порта предназначены для чтения и два - для записи.

Вопрос адресации памяти разрешен оригинальным способом [3]. В этом отношении 4-х портовые памяти, предлагаемые нами, имеют гибкие возможности адресации, позволяющие избегать использование АЛУ и УАА при расчете адресов для большого числа алгоритмов, таких как БПФ (быстрое преобразование Фурье) и фильтры. Это повышает эффективность использования УАА и АЛУ, что является одним из основных преимуществ ПАОД (RADcore) по сравнению с другими ПЦС.

Литература

1. Oberman S.F. and Flynn M.J. Division algorithms and implementations // IEEE Transactions on Computers.-1997.-Vol. 46.- 833 p.
2. Klass E.F. Wave Pipelining: Theoretical and practical issues in CMOS // PhD thesis. Dept. of Electrical Engineering, Delft. Univ. of Technology. - Sept. 2002.
3. Barna A. and Porat D. Integrated Circuits in Digital Electronics. - Wiley, 1998.- 462 p.

**ՈՐԱԿԻ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳԻ ԱՆՆԵՂՅԱՏ ԲԱՐԵԼԱՎԱՄԱՆ ՍԿԶԲՈՒՆՔՆԵՐԸ**

*Վ.Բեգլարյան, Գ.Հայրապետյան, Հ.Սանուկյան*

Գործնականորեն կառուցելով որակի կառավարման համակարգի բազմափուլ մոդելը, աշխատանքում հանգել ենք այն եզրակացության, որ, ներկայումս, ԻՍՕ 9001 մոդելի [1] վրա կառուցված որակի համակարգի ապահովման, բարելավման ներդրումը հանդիսանում է երկարաժամկետ հաջողություններին հասնելու առաջին քայլերը:

Սակայն չի կարելի որակի համակարգի ներդրումը ավարտել միայն որակի համակարգի փաստաթղթերի կառավարմամբ: Անհրաժեշտ է նաև ամբողջ գործունեությունը կազմակերպել՝ առաջնորդվելով TQM-ի (որակի համընդհանուր կառավարման) սկզբունքներով ( նկ.1):

Համաձայն ԻՍՕ 9000 ստանդարտների շարքի [2] վերլուծվել են կառավարման հետևյալ սկզբունքները, դիտարկվում են յուրաքանչյուր սկզբունքի համապատասխանությունը ( նկ.2,3):

**1. Ուղղվածություն դեպի սպառող**

Այն իրականացվում է հետևյալ գործողություններով՝

- պահանջարկի ուսումնասիրություն՝ հասկանալու համար սպառողներին, նրանց սպասումներն արտադրանքից (ինքնարժեքը, գինը և այլն),
- «հետադարձ կապ» արտադրանքի բարելավման նպատակով՝ համեմատելով նույնականացված արտադրանքի հետ,
- առաքման և մարկետինգի բաժնի ղեկավարները զբաղվում են տվյալների հավաքմամբ, արտադրողների և սպառողների սպասելիքների մեկնաբանմամբ:

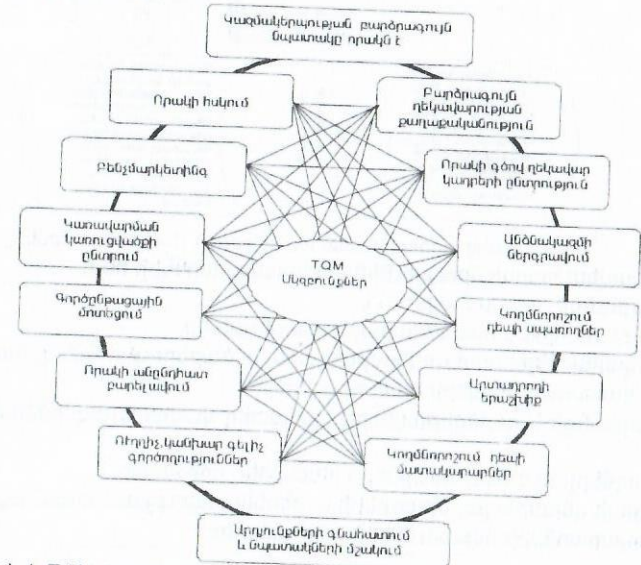
**2. Ղեկավարության առաջնակարգությունը՝** ըստ որակի ծեռնարկի (ՀՍԻՍՕ 10013), որտեղ որակի ռազմավարությունը հիմնավորվում է բարձրաստիճան ղեկավարության մասնակցությամբ:

**3. Անձնակազմի ներգրավումը** հիմնավորված փաստաթղթերով և ուսուցման ընթա-

ցակարգով:

**4. Գործընթացային մոտեցում,** այն ընդգրկում է փաստաթղթերի հետևյալ չորս մակարդակները.

- ԱՌԱԶԻՆ ՄԱԿԱՐԴԱԿ՝ որակի քաղաքականություն,
- ԵՐԿՐՐՐԴ ՄԱԿԱՐԴԱԿ՝ որակի ծեռնարկ,
- ԵՐՐՐՐԴ ՄԱԿԱՐԴԱԿ՝ կազմակերպության ներքին և արտաքին աուդիտի արդյունքների վերլուծության գնահատում,
- ՉՈՐՐՐԴ ՄԱԿԱՐԴԱԿ՝ արտադրական, տեխնոլոգիական փաստաթղթերի պահանջների վերլուծություն:



Նկ.1. TQM-ի (որակի համընդհանուր կառավարման) սկզբունքներ

**5. Համակարգային մոտեցում**

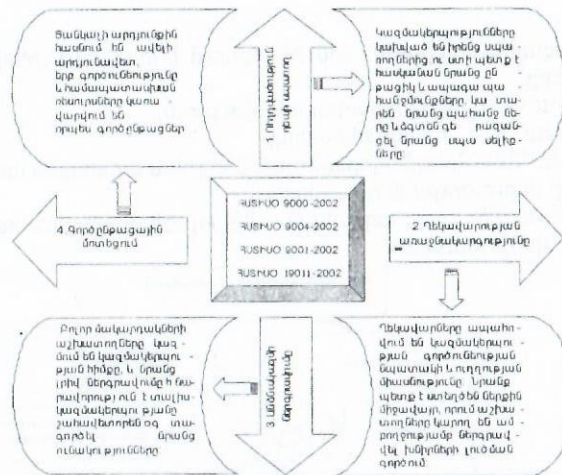
Դիտարկվում են համակարգի ցուցանիշների օպտիմալացման դրույթները (ГОСТ 18.101; ГОСТ 18.401):

**6. Անընդհատ բարելավում**

Համակարգի բարելավումը՝ ըստ ՀՍԻՍՕ 9004 -ի [3] հավելված Բ-ի, մանրամասնորեն դիտարկում է արտադրանքի, գործընթացների և համակարգի բարելավման խնդիրները, հաշվի առնելով յուրաքանչյուր ուղղիչ և կանխարգելիչ գործողությունները:

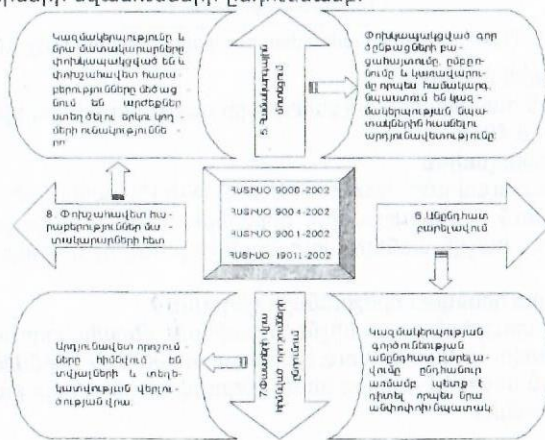
**7. Փաստերի վրա հիմնված որոշումների ընդունում**

Համակարգի տարրերի ցուցանիշների չափման, վերահսկողության և չափագիտական ապահովումը կատարվում է համապատասխան նորմատիվ փաստաթղթերի կիրառման միջոցով և, որից հետո ընդունվում են որակի բարելավման ուղղությամբ որոշումներ:



Նկ. 2. Որակի կառավարման համակարգի (1-4) սկզբունքները  
**8. Փոխշահվետ հարաբերություններ մատակարարների հետ**  
 Սույն սկզբունքը իրականացվում է՝

- համապատասխան մատակարարի ընտրությամբ,
- մատակարարների հետ գործընթացային հարաբերությունների հաստատմամբ,
- բաց և հասարակ կապերի հաստատմամբ,
- արտադրանքի և գործընթացների համատեղ կատարելագործման նախաձեռնմամբ,
- սպառողների պահանջները համատեղ որոշմամբ,
- ապագայի վերաբերյալ ծրագրերի և տեղեկատվության փոխանակմամբ,
- մատակարարների նվաճումների ընդունմամբ:



Նկ. 3. Որակի կառավարման համակարգի (5-8) սկզբունքները

**Եզրակացություն:** Աշխատանքում հանգել ենք այն եզրակացության, որ որակի կառավարման յուրաքանչյուր սկզբունքի վերլուծությունը հնարավորություն է տալիս տեսական աշխատանքների հիման վրա կազմավորել այն գործնական դրույթները, որոնք օգնում են համակարգի անընդհատ բարելավմանը և կազմակերպությունում ԻՍՕ 9001 ստանդարտի ներդրմանը:

**Գրականություն**

1. ՉՄՏԻՍՍ 9001-2002 ՈԿԳ. Պահանջներ:
2. ՉՄՏԻՍՍ 9000-2002 Որակի կառավարման համակարգեր (ՈԿԳ). Հիմնական դրույթներ և բառարան:
3. ՉՄՏԻՍՍ 9004-2002 ՈԿԳ. Գործունեության բարելավման հանձնարարականներ:

**О НОВОМ МЕТОДЕ ШТРИХОВОГО КОДИРОВАНИЯ**

*А. Мурадян*

Целью данной работы является разработка усовершенствованного метода штрихового кодирования. Прежде чем изложить суть предложенного метода, приведем основные характеристики существующих линейных цифровых и цифробуквенных символов. В частности, ниже рассматриваются аспекты уменьшения длины символов и обеспечения секретности кодов, преимуществ и недостатки каждого из них.

**Цифровые символы:**

1. Символика UPC и EAN:
  - кодируют только цифры,
  - длина символов фиксирована,
  - небольшое количество модулей – 7, обеспечивает малую длину символа, имеет проверочный знак данных.
2. Символика Interleaved 2 of 5:
  - кодирует только цифры,
  - обеспечивает высокую степень сжатия информации за счет кодирования двух цифр в одном знаке данных, что, в свою очередь, создает необходимость добавления нуля ( 0 ), для получения четного количества кодируемых цифр,
  - длина символа не фиксирована,
  - имеет проверочный знак данных.
3. Символика Codabar:
  - кодирует цифры и шесть знаков,
  - не имеет проверочного знака данных,
  - дает возможность разделения и кодирования данных в нескольких символах, при последовательном сканировании которых символы собираются, образуя единый информационный пакет. Структура цепи состоит из последовательных символов, каждый из которых может храниться и быть декодирован как самостоятельный символ. Эта

структура создается при равнозначности знака СТОП предыдущего и знака СТАРТ последующего символов.

Цифробуквенные символы:

1. Код 39 (компания Intermec, 1974г.):

- кодирует 43 самостоятельных знака данных,
- в определенном режиме, при сочетании двух знаков данных, Код 39 кодирует все цифры, буквы, символы и аббревиатуры ASCII (American National Standard Code for Information Interchange), это является несомненным преимуществом данного кода при сравнении с цифровыми символами. Данная особенность, наряду со структурой кода, дает возможность увеличить длину символа, тем самым снижая уровень сжатия информации.
- дает возможность двойного кодирования,
- символика является дискретной, поэтому добавляется еще один модуль к каждому знаку данных, что, несомненно, увеличивает длину символа.
- в совокупности количество модулей в знаке данных - 13,
- длина символа не фиксирована,
- имеет проверочный знак данных.

2. Код 128 (корпорация Computer Identics, 1981г.) имеет следующие основные преимущества:

- длина символа не фиксирована,
- количество модулей в знаке данных равно - 11,
- является продолжительной символикой и не требует дополнительного модуля в знаке данных,
- кодирует все цифры, буквы, символы и аббревиатуры ASCII, как отдельные самостоятельные знаки данных,
- имеет три режима кодирования, в каждом из которых специальные знаки данных для переключения из одного режима в другой.
- один из подрежимов кодирования дает возможность кодировать две цифры в одном знаке данных, что значительно сокращает длину символа и обеспечивает высокую степень сжатия информации.

Наличие и варьирование тремя режимами дает возможность выбора оптимального сочетания и последовательности режимов кодирования для получения минимальной длины символа.

3. Код 93 (компания Intermec, 1982г.) был создан для обеспечения высокой плотности символа:

- длина символа не фиксирована,
- количество модулей в знаке данных равно - 9,
- является продолжительной символикой и не требует дополнительного модуля в знаке данных,
- кодирует 43 самостоятельных знака данных,
- указанные 43 знака данных в сочетании с четырьмя знаками переключения кодируют все знаки ASCII. Это является недостатком кода 93 по сравнению с кодом 128,
- символ содержит два проверочных знака данных в отличие от других цифробуквенных символов (имеющих всего один проверочный знак данных).

Наличие двух проверочных знаков данных можно рассматривать двояко. С одной стороны, они обеспечивают высокую надежность, с другой стороны - наряду с неспособностью символики кодировать все знаки данных ASCII, самостоятельно увеличивают длину символа.

На основе проведенного сравнительного анализа линейных цифровых и цифробуквенных символов предлагается новый метод кодирования. Метод предполагает продолжительную символику и кодирование двух цифр в одном знаке данных. Поскольку символика будет продолжительная, она не потребует дополнительного модуля в знаке данных. Значения знаков данных будет определяться первым знаком данных в символе - т.е. знаком СТАРТ. Предполагается наличие 2 знаков СТАРТ - СТАРТ 1 и СТАРТ 2. При наличии СТАРТ1 значения знаков данных будут равны значениям отдельных цифр, закодированных в знаке данных.

При наличии же СТАРТ 2 значения знаков данных будут равны значениям парных чисел, закодированных в знаке данных. Такое кодирование при наличии знака СТАРТ 2 даст возможность:

- кодирования парных чисел в одном знаке данных,
- двойного кодирования,
- кодирования всех цифр, букв и символов, а также аббревиатур таблицы ASCII как самостоятельных знаков данных. Это представляется возможным при использовании нескольких подрежимов кодирования. Предполагается наличие знаков данных, обеспечивающих переход из одного подрежима в другой. Указанные пункты значительно сократят длину символа и обеспечат высокую степень сжатия информации.

Кроме того, предусматривается возможность переключения из одного режима кодирования в другой.

Таким образом, предложенный выше метод при наличии двух режимов кодирования и кодирования двух символов в одном знаке данных обеспечит высокую степень достоверности кодируемой информации и сократит длину символа.

#### Литература

1. Roger C. Palmer, The Bar Code Book., Peterborough, New Hampshire, Helmers Publishing, 2001.
2. David C. Allais, Bar Code Symbolology. Some Observations on Theory and Practice., Washington, Intermec, 1989.

### ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ЦЕПЬ ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ ПОСТОЯННЫХ ТОКОВ

Б. Мамиконян, Х. Мамиконян

(Гюмри)

Рассмотрены вопросы измерения малых постоянных токов без разрыва цепи с целью разработки технологичной конструкции интегрирующего контура, образованного неразветвленным магнитопроводом и распределенной на нём единственной обмоткой.

Бесконтактное измерение малых постоянных токов составляет одну из важных проблем современной электроизмерительной техники. Актуальность

этой проблемы объясняется, в первую очередь, бурным развитием бытовой электрорадиоаппаратуры и автомобилестроения, всё увеличивающейся "электронной мощностью" современных автомобилей. В связи с этим портативные переносные (карманные) бесконтактные измерители постоянного тока с разъемным магнитопроводом (токоизмерительные клещи постоянного тока – ТКПТ) пользуются всё более растущим спросом у населения и различных служб.

Все ТКПТ основаны на использовании магнитного поля, создаваемого измеряемым током, и, чаще всего, построены на принципе измерения магнитной индукции этого поля. Ниже рассмотрены возможности создания магнитомодуляционных ТКПТ с замкнутым неразветвленным разъемным магнитопроводом и распределённой на нём единственной обмоткой.

Работа магнитомодуляционных ТКПТ основана на нелинейности характеристики намагничивания  $B=f(H)$  магнитопровода [1, 2]. При синусоидальном напряжении возбуждения на обмотке ток  $i(t)$  в ней несинусоидален, т. е. содержит высшие гармоники. При отсутствии постоянного подмагничивания  $B_0=0$  (измеряемый постоянный ток  $I_0$  отсутствует) в кривой  $H(t)$ , а следовательно, и в  $i(t)$  присутствуют только нечётные гармоники (третья и т. д.). Это обусловлено полной симметрией обеих полувольт  $H(t)$  относительно оси времени. При наличии постоянного подмагничивания полувольт становятся несимметричными, и, следовательно, в них появляются и чётные гармоники (в полупериоде основной гармоники укладывается чётное число периодов чётных гармоник и нечётное число нечётных гармоник, поэтому при наложении на основную гармонику высших гармоник несимметричность полувольт может иметь место только за счёт чётных гармоник). Исходя из этого, используются два основных метода оценки измеряемого постоянного тока.

А. Измерение амплитуды выходного напряжения удвоенной частоты путём фильтрации других частот или встречного включения двух обмоток и измерения разности их напряжений. В этом случае все нечётные гармоники компенсируют друг друга, а в остальном сигнале преобладает вторая гармоника. Данный метод широко применяется в магнитометрах (чётногармонические феррозонды [1]), но применительно к ТКПТ имеет существенные недостатки: магнитопровод приходится выполнять разветвлённым, увеличивается число обмоток (как минимум, две обмотки), в результате конструкция ТКПТ становится нетехнологичной, встречное включение двух обмоток не исключает разбаланс нуля из-за невозможности абсолютно идентичного выполнения магнитных и электрических параметров цепей этих обмоток.

Б. Измерение разности амплитуд положительных и отрицательных импульсов (полувольт) выходного напряжения с помощью дифференциального амплитудного детектора [3]. Данный метод позволяет исключить влияние разбаланса нуля без усложнения конструкции ТКПТ, поэтому является более перспективным, особенно в нынешних условиях бурного развития интегральных микросхем для информационно-измерительной техники, поэтому ниже расс-

матривается вопрос выбора измерительной цепи применительно к этому методу.

Выше считалось, что индукция переменного поля возбуждения магнитопровода является синусоидальной. Это возможно лишь в том случае, если не учитывать активное сопротивление  $R_k$  обмотки и считать, что всё приложенное напряжение питания уравнивается электродвижущей силой самоиндукции обмотки. В действительности сопротивление  $R_k$  обмотки всегда имеется (хоть и небольшое), и на нём происходит падение напряжения от тока  $i(t)$ . Это падение напряжения несинусоидально, поэтому напряжение на обмотке также будет несинусоидальным. Таким образом, в реальных магнитопроводах ТКПТ несинусоидальны как индукция  $B(t)$ , так и напряжённость  $H(t)$ . При этом, чем больше сопротивление в цепи обмотки, тем более искажена кривая  $B(t)$  и тем ближе к синусоиде кривая  $H(t)$ . В итоге получаем два предельных случая.

1. Режим заданного напряжения в цепи обмотки, при котором в магнитопроводе обеспечивается синусоидальная индукция (рис. 1а).
2. Режим заданного тока в цепи обмотки, при котором в магнитопроводе обеспечивается синусоидальная напряжённость (рис. 1б).

Произведено качественное сравнение режимов 1 и 2, пренебрегая явлениями гистерезиса и вихревых токов в магнитопроводе и учитывая только нелинейность кривой намагничивания, найдены их функции преобразования. Заметим, что в обоих режимах амплитуда тока возбуждения  $i(t)$  должна быть ниже (с запасом на возможное значение  $I_0$ ) значения магнитного насыщения магнитопровода.

Для создания режима 1 необходимо обеспечить минимально возможное значение сопротивления  $R_k$ . Однако в этом случае информацию о степени подмагничивания магнитопровода (об измеряемом токе  $I_0$ ) несёт несинусоидальный ток  $i(t)$ , поэтому выходное напряжение  $u$  необходимо снимать с опорного резистора  $R$ , включение которого последовательно с  $R_k$  дополнительно искажает режим 1, что видно из выражения  $u=eR/(R+z_k)$ , где  $z_k$  – сопротивление обмотки. С другой стороны, чем меньше  $R$ , тем труднее осуществить точное измерение напряжения  $u$ .

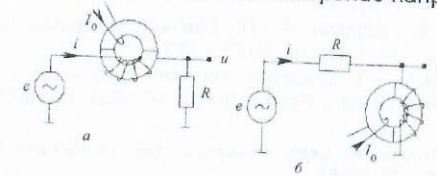


Рис. 1. Схемы реализации различных режимов в магнитопроводе ТКПТ: а – синусоидальной индукции; б – синусоидальной напряжённости

Для создания режима 2 необходимо питать обмотку от источника тока. Такой источник обычно реализуется последовательным соединением источника напряжения и резистора с большим сопротивлением, причём качество источника тока тем выше, чем больше сопротивление  $R$ , что

бы изменения  $z_k$  меньше влияли на ток  $i$ , поскольку в этой схеме  $u = ez_k / (R + z_k)$ . В переносных приборах трудно создать такой режим (нужен высоковольтный источник напряжения), т. к. желательно использовать в них серийно выпускаемые микросхемы низковольтных источников питания.

Вышеизложенные обстоятельства заставляют искать схемные решения, лишённые перечисленных недостатков. В качестве одного из возможных решений предлагается добавить в рассмотренные схемы операционный усилитель (ОУ) (рис. 2). В этом случае, поскольку прямой вход ОУ виртуально заземлён (рис. 2а), то  $i = e/z_k$  – не зависит от сопротивления  $R$ , благодаря чему достигается свобода в выборе его значения. Это предоставляет также возможность усиления выходного напряжения  $u = -eR/z_k$  путём соответствующего увеличения  $R$  при заданном токе  $i$ . Во второй схеме (рис. 2б) ток  $i = -e/R$  – не зависит от  $z_k$ , поэтому при любом значении сопротивления  $R$  обеспечивается режим заданного тока через обмотку ТКПТ, что позволяет использовать микросхемы низковольтных источников питания. Одновременно появляется возможность усиления выходного напряжения  $u = -ez_k/R$  путём соответствующего увеличения  $z_k$  при заданном токе  $i$ .

Проведённый анализ показывает, что в разрабатываемых ТКПТ в качестве дифференциального амплитудного детектора целесообразно применение диодно-ёмкостного нелинейного четырёхполюсника [4, 5]. Однако эта цепь имеет нелинейную характеристику преобразования влияния этой и других нелинейностей, а также уменьшения влияния множества дестабилизирующих факторов, необходимо реализовать ТКПТ по нулевому методу измерения без добавления на магнитопроводе второй обмотки. Таким образом, распределённая на магнитопроводе единственная обмотка будет выполнять роль возбуждающей, измерительной и компенсирующей обмоток, чем и обеспечивается технологичность разрабатываемых ТКПТ.

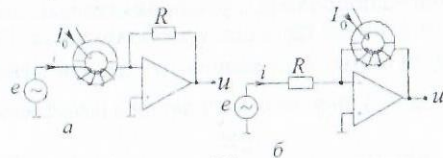


Рис. 2. Схемы с ОУ для реализации различных режимов в магнитопроводе ТКПТ: а – синусоидальной индукции; б – синусоидальной напряжённости

#### Литература

1. Афанасьев Ю. В., Студенцов Н. В., Щелкин А. П. Магнитометрические преобразователи, приборы, установки. – Л.: Энергия, 1972. – 272 с.
2. Афанасьев Ю. В. Феррозондовые приборы. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 188 с.
3. Kenneth A. K. Single-coil current measuring circuit // Patent USA, # 4529931, cl. G01R 19/00, 1985.
4. Мамиконян Б. М. Ёмкостная измерительная цепь с импульсным питанием // Измерительная техника. – 1990. – N11. – С. 55-56.
5. Мамиконян Б. М. Исследование ёмкостной измерительной цепи при питании биполярным импульсным напряжением // Доклады НАН Армении. – 2000. – N 3. – С. 228-236.

## ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ИНФОРМАЦИОННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ КОРРЕКТИРОВКИ РЕЖИМА РАБОТЫ КОМБИНИРОВАННОЙ СОЛНЕЧНО-БИОГАЗОВОЙ УСТАНОВКИ

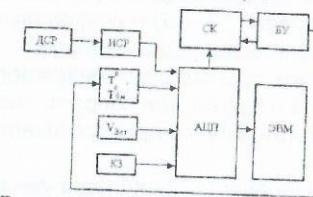
Э. Казарян, Н. Али, Р. Хачатрян

Для обеспечения заданного технологического режима использования комбинированной солнечно-биогазовой установки (КСБУ), в которой для подогрева биомассы используется солнечный водонагреватель, необходимо учитывать данные в реальном масштабе времени: почасовую, месячную и годовую суммы интенсивности солнечной радиации, скорость ветра и температуру окружающей среды.

Полученная информация без дополнительных сложных преобразований должна вводиться в систему корректировки (СК) текущих параметров.

В настоящее время используемые методы (самопишущие приборы) требуют выполнения дополнительных операций, необходимых для введения в базу данных. При этом неизбежны как методические, так и инструментальные погрешности [1].

Указанные недостатки полностью устранены в разработанной измерительно-информационной системе сбора данных (ИИС), структурная схема которой приведена на рис. 1. (ДСР – датчик солнечной радиации;  $T^0, T^{обм}$  – датчики



температуры окружающей среды и биомассы;  $V_{вет}$  – датчик скорости ветра; АЦП – блок аналого - цифровой преобразователей; ИСР – интегратор суммарной радиации; КЗ – кондуктометрические зонды.

Рис. 1. Измерительно-информационная система сбора данных:

температуры окружающей среды и биомассы;  $V_{вет}$  – датчик скорости ветра; АЦП – блок аналого - цифровой преобразователей; ИСР – интегратор суммарной радиации; КЗ – кондуктометрические зонды.

В ИИС суммы прямой, рассеянной и горизонтальной солнечной радиации в реальном масштабе времени измеряются интегратором солнечной радиации (ИСР), выполненным на основе многоканального капиллярного ртутно-электролитического интегратора (КРЭИ) [2]. В измерительной системе для определения суммы прямой, рассеянной и горизонтальной солнечной радиации в реальном масштабе времени использован интегратор солнечной радиации (ИСР) на основе многоканального капиллярного ртутно-электролитического интегратора (КРЭИ), схема включения которого приведена на рис. 2.

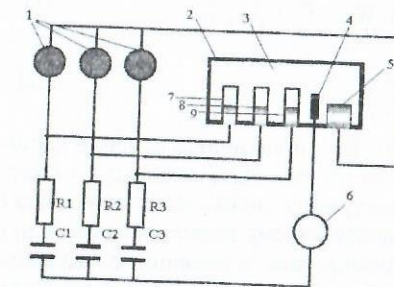


Рис. 2. Схема для измерения суммы прямой, рассеянной и горизонтальной солнечной радиации

Использование КРЭИ обусловлено отсутствием сложных компонентов (операционных усилителей, преобразователей аналоговых сигналов и др.), необходимых при интегрировании аналоговых сигналов в реальном масштабе времени до 1000 ч и более, свойством запоминания в течение нес-

кольных тысяч часов и считыванием информации переменным сигналом с частотами от 50 Гц до несколько МГц без ее разрушения и гистерезиса при возврате интегратора в исходное состояние, простым сопряжением выходной цепи с последующими полупроводниковыми преобразователями.

Накопленная в КРЭИ информация не подвержена воздействиям магнитных и электростатических полей.

(1, -пиранометры типа TSP-700, 2- многоканальный капиллярный ртутно-электролитический интегратор (КРЭИ), 3-электролит, 4-электрод считывания, 5- общий ртутный электрод, 6- генератор синусоидальных сигналов ((ГПС)) -7,8,9-интегрирующие каналы (капилляры, заполненные частично ртутью и электролитом и снабженные инертными электродами. R1, R2, R3 -сопротивления нагрузки в соответствующей цепи считывания, C1, C2, C3 - разделительные емкости в цепи считывания

Выходной сигнал каждого пиранометра 1 подается на вход соответствующего канала интегрирования 7-9 КРЭИ. в котором производится интегрирование входной информации.

Для считывания накопленной информации используется общая для всех каналов цепь считывания, которая образована последовательно включенным генератором синусоидальных сигналов (ГСС), общим электродом считывания 5, сопротивлениями нагрузок соответственно для каждого канала интегрирования (R1- R3), разделительными емкостями (C1- C3) и сопротивлением столба электролита соответствующего интегрирующего канала.

Выходными сигналами служат преобразованные при помощи генератора синусоидальных сигналов падения напряжений (на нагрузочных сопротивлениях R1...R3), которые подаются на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и, далее, на ЭВМ (см.рис.1).

В зависимости от интенсивности солнечной радиации токи пиранометров типа TSP-700 могут изменяться от нескольких мкА до 5 мА. КРЭИ позволяет интегрировать токи от нескольких мкА до 15 мА с точностью 0,1%.

Сопротивление интегрирующего канала КРЭИ, в зависимости от сигнала управления, определяется выражением

$$R(t) = \frac{1}{\chi_y \cdot S_k^2} \cdot \left[ K_{эл} \cdot \int_0^t Idt + 0.76 \cdot K_x \cdot S_k \cdot \sqrt{S_k} \right] \quad (1)$$

$$K_{эл} = \frac{\eta \cdot A_{II}}{z \cdot F \cdot \gamma_{II}} \quad (2)$$

где  $\chi_y$  - электропроводность электролита;  $S_k$  - поперечное сечение капилляра;  $K_{эл}$  - электрохимический коэффициент;  $I$  - ток пиранометра;  $k_x$  - коэффициент растекания, зависящий от конфигурации перехода от капилляра к ртутным электродом к общему объему, заполненному электролитом ( $k_x \leq 1$ );  $\eta$  - коэффициент выхода по току электрохимической реакции;  $z$  - валентность ионов;  $F$  - число Фарадея, участвующее в электрохимической реакции;  $A_{II}$  и  $\gamma_{II}$  - атомный вес и плотность ртути.

Результаты испытаний показали, что погрешность интегрирования КРЭИ в интервале времени интегрирования до 1000 ч составляет 0,5-1, .

Выходной сигнал  $Z(t)$  КРЭИ определяется выражением

$$Z(t) = I_{cr} \cdot [R(t) + j \cdot X_c] \quad (3)$$

$$X_c = j \cdot \omega \cdot C_{\Delta}$$

где  $I_{cr}$  - ток цепи считывания,  $R(t)$  - активное сопротивление КРЭИ;  $C_{\Delta}$  - емкость двойного слоя

При диаметре капилляра  $d=0.4$ мм величина емкости двойного слоя находится в интервале  $5 \cdot 10^{-4} \dots 6.5 \cdot 10^{-4}$  мкФ, т.е. реактивной составляющей в выражении (3) можно с допустимой погрешностью пренебречь.

В каждом канале интегратора накапливается соответствующая составляющая солнечной радиации, и их соответствующие значения в цепях считывания подаются на вход сумматора, выходной сигнал которого равен суммарной радиации за интегрируемый период.

Измерение уровня биомассы, которая обладает свойствами электрической проводимости, осуществляется при помощи четырех, подключаемых ИИС датчиков, которые устанавливаются в резервуаре на заданных условиях технологического процесса отметках. В качестве датчиков используются кондуктометрические зонды.

Одновременно для визуального контроля предусмотрены четыре светодиодных индикатора, засветка каждого из которых сигнализирует о соответствующем уровне жидкости. Кондуктометрические зонды представляют собой изолированные друг от друга металлические электроды, выполненные из некоррозирующего материала.

Один из электродов является общим для всей схемы измерения. Он устанавливается в резервуаре так, чтобы рабочая часть электрода находилась в постоянном контакте с жидкостью во всем диапазоне измерения. Остальные электроды являются сигнальными. Они располагаются на соответствующих своему назначению уровнях биомассы и подключаются к ИИС.

В системе предусмотрен блок фиксации значений накопленной информации за определенный промежуток времени, что позволяет получить динамические характеристики поступления как составляющих солнечной радиации, так и ее составляющих в течение дня, месяца и года.

Полученная база данных используется для контроля и корректировки технологического режима биогазовой установки, а также может быть использована при разработке программы автоматического проектирования [3] и позволит с учетом метеорологических условий получить различные конструктивные варианты установок в зависимости от производительности, а также места расположения установок.

#### Литература

1. Kazarian E. The Method of Definition of Solar Radiation Parameters and Energetic Characteristics of the Devices with Photocells Euro Sun 96 Freiburg p. 1529-1530.
2. Kazarian, N.Ali, R.Khachatryan Measuring-Information complex of data gathering of solar collector the system of automatic designing //2nd European Solar Thermal Energy Conference. 2005, Freiburg 299-302.
3. Kazarian E. The Program of Simulation of Solar Converters with Flat Collectors// Euro Sun 96 Freiburg, 1734 -1735.

## К ВОПРОСУ РЕАЛИЗАЦИИ ФУНКЦИЙ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ В ПРОГРАММНО-ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ СРЕДЕ LABVIEW

М. Осипян

Из примеров опыта применения среды Lab VIEW (программный пакет Lab VIEW компании National Instruments) преимущество использования виртуальных технологий в технике измерений и автоматизации эксперимента заключается в индивидуализации и повышении качества обучения, появляются качественно новые возможности для самостоятельной работы студентов, в расширении пространственного понятия обучения, дистанционного использования виртуальных лабораторий и уникальных установок другими вузами [1].

Статистические методы анализа случайных процессов сопряжены с весьма трудоемкими вычислениями и требуют тщательного выполнения эксперимента. Функции статистической обработки данных в программной среде LabVIEW, позволяющие рассчитать основные статистические параметры наборов данных, в том числе и значения гистограммы (рис. 1) [2]. Например, задачу построения выборочной (эмпирической) функции распределения  $F^*(x)$  и гистограммы можно осуществить, используя следующие выражения [3]:

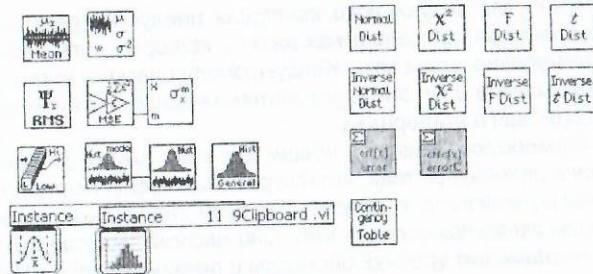


Рис. 1. Вид подпанели функций статистической обработки данных

а) при объеме выборки  $n \leq 50$ , когда элементы выборки нумеруются в порядке возрастания, эмпирическую функцию распределения  $F_n(x)$  рекомендуется определять по формуле

$$F_n(x_i) = \frac{i - \frac{1}{2}}{n} \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad (1) \text{ или } F_n(x_i) = \frac{i}{n+1} \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad (2)$$

б) в случае  $n > 50$  применяется группировка данных: через  $x_{\min}$  и  $x_{\max}$  обозначают соответственно наибольший и наименьший элементы выборки; выбирают числа  $x^*$  и  $x^{**}$  так, чтобы  $x^* \leq x_{\min}$  и  $x^{**} \geq x_{\max}$ , а интервал  $[x^* \text{ и } x^{**}]$  разбивают на  $k$  интервалов:  $[x^*, x(1)]$ ,  $[x(1), x(2)]$ , ...,  $[x(k-1), x^{**}]$ . Число точек в  $j$ -ом интервале ( $j=1, \dots, k$ ) обозначают  $m_j$ . При этом должны выполняться неравенства:

$$10 \leq k \leq 20, \quad (3) \text{ и } m_j \geq 5 \quad (j=1, \dots, k), \quad (4)$$

При предложенном способе группировки данных, где нет необходимости располагать элементы выборки в порядке возрастания, интервал  $[x^* \text{ и } x^{**}]$

разбивают на интервалы одинаковой длины  $h = \frac{x^{**} - x^*}{k}$ . Эмпирическую функцию распределения в точках, соответствующих середине  $j$ -го интервала, вычисляют по формуле

$$F_n\left(\frac{x^{(j-1)} + x^j}{2}\right) = \frac{m_1 + m_2 + \dots + m_j}{n} \quad (j=1, 2, \dots, k), \quad (5)$$

Последовательность действий для создания ВП выборочной (эмпирической) функции распределения  $F^*(x)$  и гистограммы реализуется следующим образом (рис. 2):

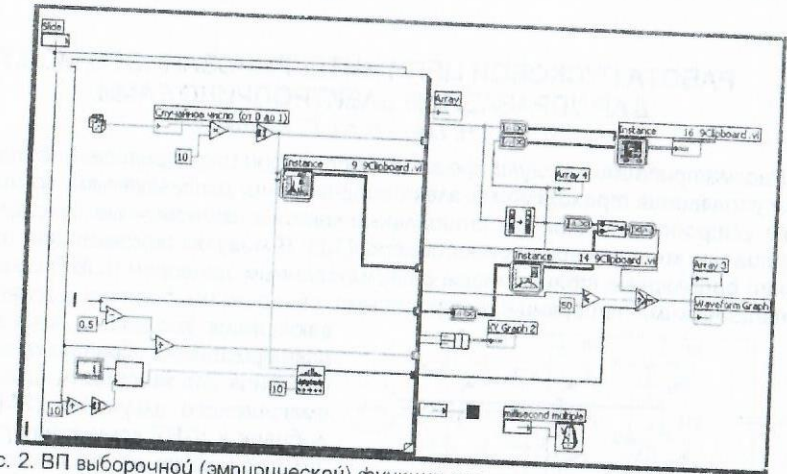
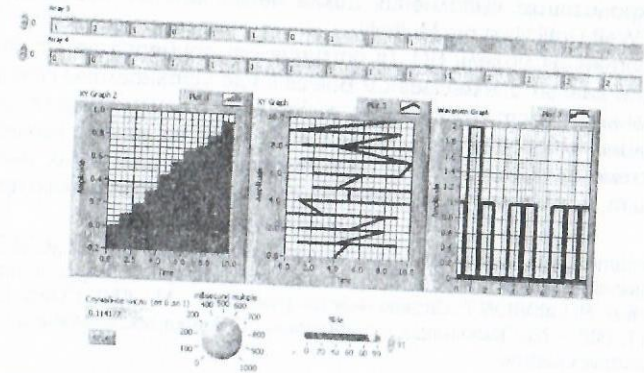


Рис. 2. ВП выборочной (эмпирической) функции распределения  $F^*(x)$  и гистограммы  
 а) оформление лицевой панели, используя палитру Functions >> Array для создания одномерных массивов; элементов управления Window >> Show Controls Palette и отображения All Controls >> Graph.  
 б) в оформлении блок-диаграммы используются Цикл WHILE (по условию) и Цикл For (с фиксированным числом итераций);

б) помещаем на блок-диаграмму функцию Random Number (генератор случайных чисел) для генерирования случайных чисел в пределах от 0 до 1, дорабатывая до целого значения, размещаем в элементах массива данных;

г) оформляем гистограмму входной последовательности X, основанную на заданном определении интервалов, используя функцию Probability and Statistics Pt By Pt >> Histogram Pt By Pt;

д) отображаем с помощью функций Graph эмпирическую функцию распределения (XY Graph), изменение во времени входной последовательности X (Build XY Graph, XY Graph), гистограмму (Waveform Graph);

е) синхронизацию выполнения цикла через каждые 500мс осуществляет функция Wait Until Next ms Multiply.

Разработанная модель ВП, (в отличие от примеров по статистической обработке данных с:\exercises\LV Basics I, где установлены конкретные числовые значения) дает возможность работать, в самом общем случае, для различной длины наборов входной последовательности данных, можно легко добавить к схеме функции расчета вероятностей для различных законов распределения и т. д., т. е. есть возможность создания лабораторного практикума.

#### Литература

1. Образовательные, научные и инженерные приложения в среде Lab VIEW и технологии National Instruments // Межд. научно-практ. конф.: Сб. труд. конф.: - М., - 2003.
2. Суранов А. Я. LabVIEW 7: Справочник по функциям. - М.: ДМК Пресс, 2005. - 512 с.
3. ГОСТ 11. 008 - 75. Прикладная статистика. Правила построения и применения вероятностных сеток.

## РАБОТА ПУСКОВОЙ ЦЕПИ ИНТЕГРИРОВАННОГО МОДУЛЯ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Н. Петросян, Г. Кароян

Рассматриваемые модули представляют собой интегрированное решение для управления трехфазными электроприводами, используемыми во множестве устройств, таких как стиральные машины, экономичные холодильники и приводы компрессоров кондиционеров[1,2]. В модулях эффективно используют биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) с низкими статическими потерями и встроенными инверсными быстровосстанавливающимися диодами с "мягкой" характеристикой обратного восстановления для минимизации электромагнитного излучения (ЭМИ). В добавок к IGBT коммутаторам модули содержат монолитные интегральные схемы драйверов с шестью управляющими выходами, согласованные для наиболее эффективной коммутации IGBT элементов с минимальным излучением шумов и максимальной наработкой на отказ [3].

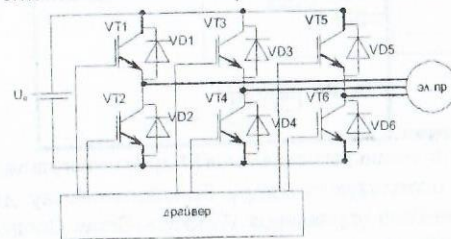


Рис.1

Интегрированный модуль для управления электроприводом показан на рис.1.

Для каждой из трех цепей верхнего плеча, контроллера верхнего и нижнего плечей требуется источник плавающего напряжения, который генерирует управляющие импульсы на затворы транзисторов верхнего плеча. Наиболее удобный способ получения источников плавающего напряжения - использование пусковых цепей. На рис.2 показана реализация одной фазы трехфазного инвертора. Цель повторяется для каждой фазы.

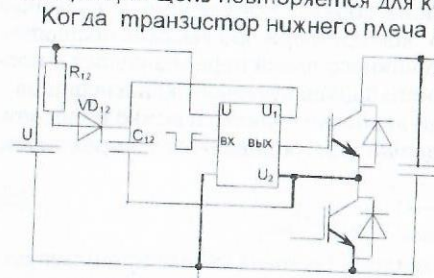


Рис.2

Когда транзистор нижнего плеча включен, пусковой конденсатор C12 заряжается через пусковой диод VD12, резистор R12 и коммутатор нижнего плеча почти до U, в то время как потенциал вывода U2 практически равен 0. Конденсатор C12 подобран так, чтобы удерживать большую часть заряда, когда коммутаторы нижнего плеча выключены и потенциал вывода U2 равен потенциалу шины питания. Как только напряжение U12 становится равным U, цепь верхнего плеча шунтируется конденсатором C12.

Потери заряда пускового конденсатора за один период вычисляются по следующей формуле:

$$\Delta Q_{12} = Q_3 + \frac{I_{Q12}}{f_n} + Q_C + \frac{I_y}{f_n}, \quad (1)$$

где  $f_n$  - частота переключения,  $Q_3$  - заряд через затвор верхнего ключа,  $I_y$  - ток утечки пускового диода,  $Q_C$  - заряд для смещения уровня. Потери заряда пускового конденсатора вызывают падение напряжения  $U_{12}$  на нем. Значение  $C_{12}$  можно рассчитать, основываясь на требуемом падении напряжения  $U_{12}$  следующим образом:

$$C_{12} = \frac{\Delta Q_{12}}{\Delta U_{12}}. \quad (2)$$

Изменение напряжения  $U_{12}$  может быть установлено в процентном соотношении от значения  $U_{12}$  перед включением коммутатора верхнего плеча. Наименьшее значение  $U_{12}$  в одном цикле модуляции:

$$U_{12} = U - U_{VD12} - U_{VTН}, \quad (3)$$

где  $U_{VD12}$  - падение напряжения на пусковом диоде,  $U_{VTН}$  - падение напряжения на нижнем плече.

Необходимо заметить, что приведенные уравнения даны для наихудших значений пускового напряжения и тока проводимости нижнего плеча в паре с диодом верхнего плеча. Изменение направления тока приводит к проводимости диода нижнего плеча и транзистора верхнего плеча, вследствие чего выражение (3) получает вид

$$U_{12} = U - U_{VD12} + U_{VTВ}.$$

Подставив равенства (1) и (2) в (3) и приняв  $\Delta U_{12} = 1\%$  от  $U_{12}$ , получим

$$C_{12} = \frac{Q_3 + \frac{I_{Q12}}{f_n} + Q_c + \frac{I_y}{f_n}}{0.01(U - U_{VD12} - U_{VTB})} \quad (4)$$

Последовательно включенный резистор R<sub>12</sub> рекомендуется использовать, как показано на рис.2. Резистор ограничивает максимальный амплитудный ток в пусковой цепи в течение периода заряда. Чрезмерные импульсные токи могут привести к "зашелкиванию" контроллера при высоких частотах коммутации. Как правило, коммутатор нижнего плеча переключается с постоянным рабочим периодом для начального заряда пускового конденсатора.

Время, требуемое для начального заряда, после которого можно подавать управляющие сигналы на затворы коммутаторов, определяется выражением

$$t \geq \frac{C_{12} \cdot R_{12}}{D} \ln \left( \frac{U}{U - U_{12(min)} - U_{VD12} - U_{VTB}} \right), \quad (5)$$

где D - коэффициент заполнения (величина, обратная скважности) импульсов заряда. Следует заметить, что эта величина уменьшает эффект от процессов разряда и поэтому дает минимальное время заряда.

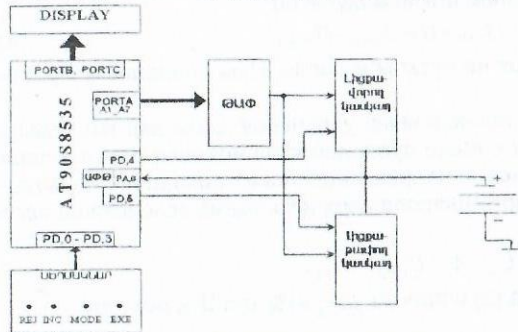
#### Литература

1. Котеленец Н.Ф., Кузнецов Н.А. Испытание и надежность электрических машин. - М.:Высш. шк., 1988.-232с.
2. Чулигин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода. -М.: Энергоиздат, 1981.-576с.
3. Wood P., Battello M., Keskar N., Guerra A. Интегрированный модуль для управления электроприводами. -А.: 2004.

### ՍԱՐՏԿՈՑՆԵՐԻ ՄՊԱՍԱՐԿՄԱՆ ՄԻԿՐՈԿՈՆՏՐՈԼԵՐԱՅԻՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳ

U. Մուրադյան, Կ. Հարությունյան, Ս. Գրիգորյան

Աշխատանքի նպատակը: ATMEL ֆիրմայի AT90SL8535 միկրոկոնտրոլերի [1] հիման վրա մշակել հիմնային և թվային մարտկոցների սպասարկման ավտոմատ համակարգ, որը կապահովի՝ մարտկոցի լրիվ լիցքավորում, կիսալիցքաթափված մարտկոցի մասնակի լիցքավորում, սուլֆատացիայի ենթարկված (թիթեղների վրա թթվի ատոմների միջոցով պարզիտային բյուրեղային ցանց զոյացած) մարտկոցների վերականգնում, հազվադեպ օգտագործվող մարտկոցների պահպանում:



Նկ.1. Սարքի ֆունկցիոնալ սխեման

Ստացված արդյունքները: Սարքը բաղկացած է (նկ.1) ներքին ԱԹՓ-ով միկրոկոնտրոլերից, դիսպլեյից, ստեղծաշարից, ԹԱՓ-ից, լիցքավորող և լիցքաթափող կասկադներից: Դիսպլեյը լուսադիոդների

մի խումբ է, որի 8 լուսադիոդները ցույց են տալիս, ընտրված մարտկոցի տեսակը, վառվելով միայն մեկը, 4-ը՝ մարտկոցի լիցքավորման ընտրված ռեժիմը, մուսները ազդարարում են լիցքավորման եւ լիցքաթափման ընթացքի, լիցքավորման ավարտի և էլեկտրոլիտի խտության կորստի մասին: Դիսպլեյը ղեկավարվում է միկրոկոնտրոլերի PORTB եւ PORTC կայանների ելքային գծերի ազդանշաններով:

Ստեղծաշարի REJ, INC, MODE, EXE ստեղծերով ընտրվում են մարտկոցի տեսակն ու ռեժիմը և աշխատանքի մեկնարկը:

Միկրոկոնտրոլերի PORTA կայանի 1-7 ելքային գծերով դուռն են գալիս լիցքավորման եւ լիցքաթափման արժեքները, որոնք ԹԱՓ-ի միջոցով վերածվում են ղեկավարող լարումների, որոնք իրենց հերթին ղեկավարում են ելքային կասկադների լիցքավորող եւ լիցքաթափող հոսանքի արժեքները:

Լիցքավորող և լիցքաթափող կասկադները ղեկավարվում է ԹԱՓ-ի եւ միկրոկոնտրոլերի PD.4 և PD.5 ելքերի մակարդակներով:

Մարտկոցի վիճակի մասին ինֆորմացիան վերցվում է միացված բեռի ներքո և հետադարձ կապով տրվում է միկրոկոնտրոլերում գտնվող ԱԹՓ-ի մուտքին: Լիցքավորման հոսանքի արժեքը ընտրվում է տվյալների ՀՀԱ-ում գրված (EEPROM) արժեքներից MODE եւ INC սեղմակներով:

Այս հանգույցները ղեկավարվում են միաբյուրեղ կոնտրոլերի կողմից, որի, ֆունկցիոնալ հանգույցներից օգտագործվում են, բացի կոնտրոնակալն պրոցեսորից, բոլոր 4 մուտք-ելք կայանները, ԱԹՓ-ն եւ տվյալների ՀՀԱ-ն:

Լիցքավորող եւ լիցքաթափող ելքային կասկադները իրենցից ներկայացնում են լարումով ղեկավարվող (ԹԱՓ-ի շնորհիվ միկրոկոնտրոլերի ելքային կողով ղեկավարվող) հոսանքի աղբյուրներ, որոնք իրականացնում են, ըստ միկրոկոնտրոլերում գրած ծրագրի, մարտկոցի հաջողակ կիսալիցքավորման եւ լիցքաթափման պրոցեսները, համապատասխան մարտկոցի տեսակի, էլեկտրական պարամետրերի եւ մարտկոցի հետ պահանջվող գործողությունների (ռեժիմի):

Լրիվ լիցքավորման՝ ռեժիմում կատարվում է հաջողաբար՝ մարտկոցի լարման չափում, մարտկոցի լիցքաթափում մինչեւ մաքսիմալ լարման 2/3-ի չափով, լիցքավորում 64 վայրկյան տեղողթյամբ, լիցքավորման անջատում, արհեստական «բեռի» միացում և մարտկոցի լարման չափում 1 վայրկյանի ընթացքում: Եթե լարումը հավասար է տվյալ մարտկոցին համապատասխան մաքսիմալ արժեքին, ապա լիցքավորման պրոցեսը անջատվում է, հակառակ դեպքում լիցքավորման ցիկլը կրկնվում է: Այս ռեժիմով մարտկոցը ենթարկվում է լրիվ լիցքավորման, անկախ նախնական վիճակից:

Երկրորդ ռեժիմում կոնտրոլերը, օգտագործելով նախորդ ռեժիմի գործողությունները, առանց լիցքաթափման, կատարում է մարտկոցի լարման անընդհատ հսկում և մասնակի լիցքավորում մինչեւ մաքսիմալ լարումը, այսինքն անընդհատ պահպանում է մարտկոցը լիցքավորված վիճակում նրա շահագործման ընթացքում: Այս ռեժիմը օգտագործվում է նաև մարտկոցների մաքսիմալ արագ լիցքավորման համար:

Երրորդ ռեժիմը (անսիսուլֆատիզացիա) օգտագործվում է թվային մարտկոցների վերականգնման համար, որոնց թիթեղները աշխատանքի ընթացքում սուլֆատացվում են: Դրա հետևանքն է՝ թթվի խտության պակասեցումը, ինքնալիցքաթափումը և ունակության կորուստը: Առաջացած սուլֆիդի շերտը քայքայվում է հոսանքի պատահական արժեքներով, պարբերական լիցքավորման և լիցքաթափման շնորհիվ:

Չորրորդ ռեժիմը նախատեսված է թանկարժեք սարքերի (տեսախցիկների, զանազան խառատային և կենցաղային էլեկտրական գործիքների, և այլն), մարտկոցների համար, որոնք փչանում են (ինքնալիցքաթափվում են) երկար ժամանակահատվածում չօգտագործելու պատճառով: Այսպիսի, հազվադեպ օգտագործվող, մարտկոցների պահպանումը կատարվում է միկրոկոնտրոլերի կողմից մոտ մեկ շաբաթ պարբերությամբ, լրիվ լիցքավորման ռեժիմի (որը պարունակում է նաև լիցքաթափում) կատարում, այսինքն՝ մարտկոցի արհեստական շահագործում, երկարատև պահպանով նրա աշխատունակությունը: Քանի որ, 1 շաբաթվա ընթացքում կարող են պատահել էլեկտրական ցանցի անջատումներ, որոնք կբերեն միկրոկոնտրոլերի աշխատանքի ըդհատմանը, ապա վերջինիս սնուցումը նախատեսված է ապահովել հենց պահպանվող մարտկոցից:

Նված բոլոր գործողությունների, իրականացումը կատարվում է ծրագրային եղանակով, կիրառելով 33U-ում նախապես գրված, սպասարկվող մարտկոցների էլեկտրական պարամետրերը:

**Եզրակացություն:** էլեկտրական մարտկոցների սպասարկման համար սարքը ապահովում է աշխատանքային 4 ռեժիմ. 1) լրիվ լիցքավորում, այսինքն՝ մարտկոցի լիցքաթափում մինչև տվյալ մարտկոցի համար թույլատրելի արժեքը՝ անկախ մարտկոցի վիճակից, որից հետո մարտկոցի լրիվ լիցքավորում; 2) լիցքի վերականգնում՝ անկախ մարտկոցի լիցքաթափվածության աստիճանից; 3) հակասուլֆատացիոն լիցքավորում, այսինքն՝ թթվային սուլֆատացված մարտկոցների վերականգնում; 4) չօգտագործվող մարտկոցների պահպանում, որը կատարում է մարտկոցի վիրտուալ օգտագործումը, այսինքն՝ պարբերաբար լիցքաթափում լիցքավորումը՝ կանխելով նրա շարքից դուրս գալը չօգտագործման պատճառով:

Սարքը ապահովում է ղեկավարող ստեղծների և լուսադիոդային դիսպլեյի միջոցով ռեժիմի ընտրություն, մարտկոցի տեսակի (8 տեսակ) ընտրություն և աշխատանքի պրոցեսի հսկում, բացի դրանից ապահովում է նոր տիպի մարտկոցի լիցքավորման և լիցքաթափման հոսանքների արժեքների գրառում և փոփոխում՝ հաստատուն հիշող սարքում:

Որպես բազային կառավարող էլեմենտ, ընտրված է ATMEL ֆիրմայի AT90S8535 միկրոկոնտրոլերը, որը պարունակում է ներքին ԱԹՓ: Բոլոր աշխատանքային ծրագրերը գրված են AVR Assembler լեզվով և վերջաբերված են AVR.ASM [3], AVR.STUDIO-3.55 [4], AVR.ISP [2] ծրագրային փաթեթների միջոցով և ATMEL STK200 [5] վերջաբերման մոդուլի միջոցով:

#### Գրականություն

- 1.8-bit AVR microcontrollers AT904436, AT90LS4434, AT90S8535, AT90LS8535. Preliminary. Atmel Corporation. 1999.
2. 8-bit AVR Development tools. Atmel Corporation. 1999.
3. AVR Assembler User Guide. Atmel Corporation. 1999.
4. Atmel AVR Studio User Guide. Atmel Corporation. 1999.
5. STL200 Starter Kit. Atmel Corporation. 1998.

## ՌԵԶՈՆԱՆՍԱՅԻՆ ԻՆՎԵՐՏՈՐԻ ԵԼՔԱՅԻՆ ԼԱՐՄԱՆ ԹՎԱՅԻՆ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳ

Վ.Սովսիսյան, Գ.Սարգսյան

Բարձր հաճախականային ռեզոնանսային ինվերտորները լայնորեն կիրառվում են էլեկտրոդային էլեկտրասնման աղբյուրներում, որոնք այլ տիպի ինվերտորների համեմատ ապահովում են ավելի փոքր կոմուտացիոն կորուստներ [1, 2]: Առավելապես մեծ արդյունավետության հասնելու համար, ռեզոնանսային ինվերտորի կառավարման համակարգը պետք է ոչ միայն ձևավորի փոխանցատող տրանզիստորների կառավարման իմպուլսները, այլև ապահովի ելքային լարման կարգավորումը: Ներկայումս, առավելապես տարածված են ռեզոնանսային ինվերտորի ելքային լարման կառավարման երկու եղանակներ՝ հաճախականային և ցիկլիկ:

Ցիկլիկ կառավարման առանձնահատկությունն այն է, որ ռեզոնանսային կոնտրոլում կուտակված էներգիան ամբողջությամբ փոխանցվում է բեռին և ոչ թե մասամբ վերադարձվում սնող ցանցին, ինչպես դա տեղի ունի հաճախականային կառավարման դեպքում: Դրա շնորհիվ ցիկլիկ կառավարման դեպքում նվազում են կորուստները, բացի դրանից ցիկլիկ կառավարումը կարելի է իրագործել թվային եղանակներով, ինչը ապահովում է ինվերտորի ելքային լարման կառավարման ավելի բարձր որակ:

Աշխատանքում ուսումնասիրված է MOSFET տրանզիստորներով կամրջակային ինվերտոր՝ բեռի զուգահեռ միացմամբ: Ցիկլիկ կառավարման դեպքում ինվերտորը աշխատում է երեք ռեժիմներում՝ սնման, ռեկուպերացիայի և հանգստի: Հանգստի ռեժիմում բաց է մեկ տրանզիստոր և մեկ դիոդ, ինվերտորի անկյունագիծը կարճ է փակվում և կոնտուրում կուտակված էներգիան մարվում է բեռում: Ելքային լարումը կարգավորվում է այս ռեժիմների որոշակի հերթականության սահմանմամբ, ընդ որում ռեժիմները հերթազայում են իրար այնպես, որ անկյունագծային լարման միջին արժեքը հավասար լինի գոյի: Ներմուծենք մեկ պարբերության ընթացքում ինվերտորի վիճակների հետևյալ նշանակումները՝ a1 և a2 - անկյունագծում առկա է  $\pm U_d$  լարում, a3 և a4 - անկյունագծում գոյակալ լարում է: Ինվերտորի անկյունագծում լարման հիմնական հարմոնիկի ամպլիտուդը որոշվում է հետևյալ կերպ [1]՝

$$U_{1m} = \frac{4}{\pi} U_d \frac{2M}{2N}, \quad (1)$$

որտեղ  $2M - \varrho \pm U_d$  լարմամբ տակտերի թիվն է, իսկ  $2N - \varrho$ ՝ հիմնական հաճախականության տակտերի թիվը:

Ելքային լարման առաջին հարմոնիկի ամպլիտուդը որոշվում է հետևյալ բանաձևով.

$$U_{2m} = H(x, R) U_{1m}, \quad (2)$$

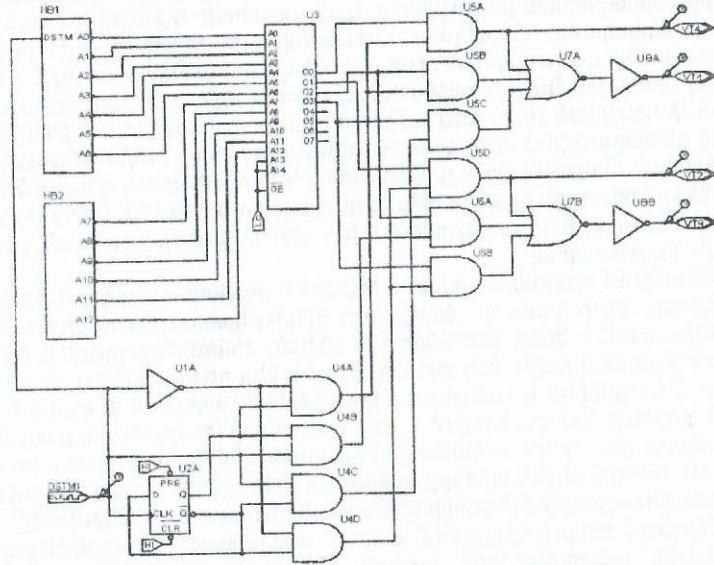
որտեղ  $H(x, R)$  - ը կոնտուրի փոխանցման գործակիցն է,  $x = \omega/\omega_0 - \varrho$ ՝ հարաբերական հաճախականությունը,  $R - \varrho$ ՝ բեռի դիմադրությունը:

Ելքային  $U_{2m}$  լարման կարգավորման համար կարելի է փոփոխել  $U_{1m}$ -ը՝ M-ի փոփոխության միջոցով, թողնելով  $N - \varrho$  անփոփոխ:  $U_{2m}$  - ի կայունացման համար անհրաժեշտ է հետադարձ կապի ազդանշանին համապատասխան ընտրել  $M - \varrho$ :

Անկյունագծային լարման յուրաքանչյուր արժեքի համար անհրաժեշտ է ձևավորել  $2N$  տակտերի համապատասխան a1, a2, a3, a4 վիճակների հերթականությունը որոշող հաջորդականություններ: Դրանք կարող են ձևավորվել կամ ալգո-

րիթմական եղանակով, օրինակ, կառավարման համակարգում օգտագործվող միկրոկոնտրոլլերի օգնությամբ, կամ էլ կարող են որոշվել նախօրոք և պահվել հաստատուն հիշատարքում (ROM), ինչը և արված է սույն աշխատանքում: Հաստատուն հիշողության ծավալը որոշվում է հաջորդականությունների թվով, որը կախված է կարգավորման տիրույթից: Հետազոտված համակարգում օգտագործվել են 50 հաջորդականություններ, որոնք հնարավորություն են տալիս կարգավորել ելքային լարումը 3..64 միջակայքում 1% ճշտությամբ:

Նկ.1-ում ներկայացված է ռեզոնանսային ինվերտորի կառավարման համակարգը, որը մոդելավորված է էլեկտրոնային համակարգերի մշակման OrCAD միջավայրում:



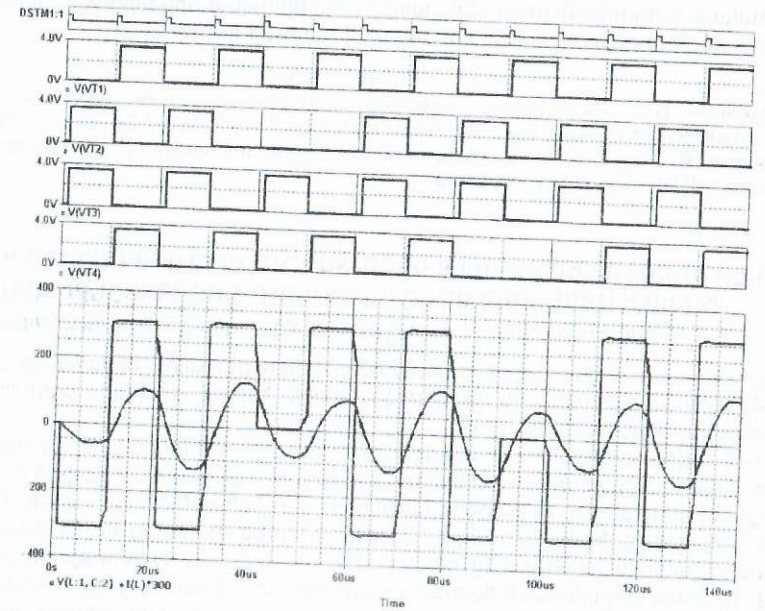
Նկ.1

Անհրաժեշտ հաջորդականության ընտրությունը իրականացվում է հաստատուն հիշատարքի (U3) ավագ հասցեային բիթերով, որոնք տրվում են հետադարձ կապի շղթայում գտնվող ԱԹՁ – ի միջոցով (HB2 բլոկ): Ընթացիկ հաջորդականության a1, a2, a3, a4 վիճակների կոդավորված արժեքները ընտրվում են ROM-ի կրտսեր հասցեային բիթերով, որոնք տրվում են հաշվիչից (HB1 բլոկ՝ 2N վերահաշվման գործակցով):

Նկ.1-ում բերված կառավարման համակարգը հաստատուն հիշատարքում պահվող հաջորդականությունից ձևավորում է տրանզիստորների բաց վիճակի իմպուլսներ: Տրանզիստորների մեկ զույգի փակման և մյուս զույգի բացման պահերի միջև անհրաժեշտ ժամանակահատված ապահովելու համար DSTM գեներատորից ստացվող իմպուլսներից U1, U2, U4 ... U8 թվային տարրերի միջոցով գեներացվում են տրանզիստորների կառավարման իմպուլսները:

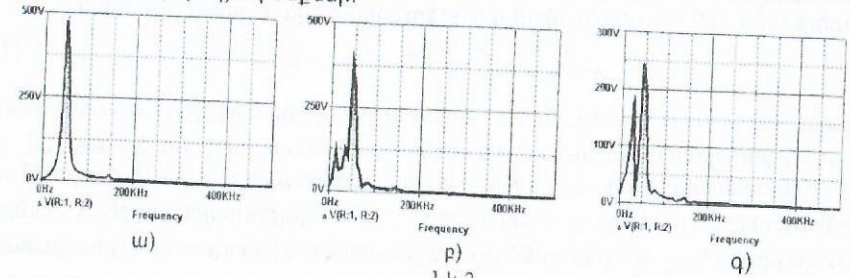
Նկ.2-ում ներկայացված են տրանզիստորների կառավարող ազդանշանների, ինվերտորի անկյունագծային լարման և հոսանքի ժամանակային դիագրամները,

որոնք ստացվել են  $P = 100$  Վտ,  $f = 50$  կՀց,  $L = 6$  մՀն,  $C = 2$  մՖ,  $R = 3.6$  կՕհմ պարամետրերի դեպքում:



Նկ.2

Ցիկլիկ կառավարման ժամանակ անկյունագծային լարման գրո արժեքների ներմուծումը ելքային լարման հաճախականային սպեկտրում առաջ է բերում ցածր հաճախականային բաղադրիչներ: Նկ.3-ում ցույց է տրված ելքային լարման հաճախականային սպեկտրը կառավարման երեք հաջորդականությունների համար, որոնք ապահովում են ելքային լարման նոմինալ՝ 100% (նկ.3ա), 75% (նկ.3բ) և 50% (նկ.3գ) արժեքներ:



Նկ.3

Ներկայացված աշխատանքում ուսումնասիրված ռեզոնանսային ինվերտորի ցիկլիկ կառավարման եղանակը ապահովում է ելքային լարման կարգավորման բարձր ճշտություն, ինվերտորում՝ հզորության նվազագույն կորուստներ: Միաժամանակ ցիկլիկ կառավարումը ելքային լարման սպեկտրում մտցնում է ցածր հաճախականային աղավաղումներ, հատկապես նոմինալից զգալի ցածր լա-

րումների դեպքում: Այս հանգամանքը պետք է հաշվի առնել այն կիրառություններում, որտեղ անհրաժեշտ է ապահովել սինուսոիդալ ելքային լարում: Սակայն դա եական չէ ռեզոնանսային ինվերտորի վրա հիմնված երկրորդային սնման աղբյուրներում, որոնցում ինվերտորի ելքային լարումը ուղղվում է:

**Գրականություն**

1. Мовсесян В.М. Резонансный инвертор с циклическим методом регулирования выходного напряжения // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. - 2001. - Т.54, N1. - С. 457- 463.
2. Neuman K., Ying J. Small loss series resonant inverter // European power electronics and drives. - 1994. - Vol. 4, N 1. - P. 21-28.

**ՆԵՂ ԲԱԶԱՅՈՎ ԵՐԿԱՐԳԵԼՔ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔՆԵՐՈՒՄ ԿԻՍԱՅԱՂՈՐԴՅԻ ԾԱՎԱԼԻ ԱԶԴԵՑՈՒԹՅՈՒՆԸ ԸՆԴՀԱՆՈՒՐ ՖՈՏՈՂՈՍԱՆՔԻ ՎՐԱ**  
*Ս. Խուղավերդյան, Ժ. Ղոխոյան, Ա. Քոչարյան, Դ. Խուղավերդյան*

Աշխատանքի նպատակն է ուսումնասիրել նեղ բազայով երկարգելք կառուցվածքներում տարածական լիցքերով շերտին հարող ծավալի ազդեցությունը սպեկտրալ ֆոտոհոսանքի վրա:

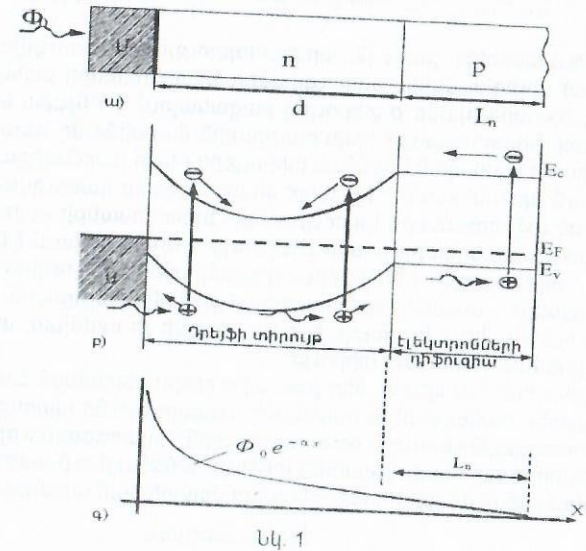
[1-3] աշխատանքներում բննարկվում են ֆոտոէլեկտրական պրոցեսները, որոնք պայմանավորված են  $d$  հաստությամբ (նկ. 1ա) բազան գրաված երկու արգելքների տարածական լիցքերի դաշտերով և ունեն դրեյֆային բնույթ: Սակայն, եթե երկարգելք ֆոտոընդունիչային կառուցվածքն բազայից դուրս ունի ճառագայթի կլանման խորությամբ համաչափելի և ավել  $L_n$  հաստությամբ հատված (նկ. 1), ապա երկայնական ճառագայթման դեպքում (ինչպես ցույց է տրված նկարում) քիկուների արգելքի ստեղծած ֆոտոհոսանքը պայմանավորված կլինի ինչպես բազայում արգելքի ազդեցության տիրույթում զենեքացված ֆոտոլիցքակիրներով, այնպես էլ բազայից դուրս, արգելքից ոչ հիմնական լիցքակիրների  $L_n$  երկարության չափ հատվածում, զենեքացված ֆոտոլիցքակիրներով: Ակնհայտ է, որ վերջիններս իրենց ներդրումը կունենան երկարալիքային ֆոտոհոսանքում (նկ.1գ): Ֆոտոհոսանքի մշված երկարալիքային ներդրումը հետազոտելու համար անհրաժեշտ է գտնել կիսահաղորդիչի ծավալում ոչ հիմնական լիցքակիրների խտությունը: Այն որոշվում է միաչափ դիֆուզիոն հավասարման լուծումով

$$D_n \frac{\partial^2 n_p}{\partial x^2} - \frac{n_p - n_{p0}}{\tau_n} + G(x) = 0, \quad (1)$$

որտեղ  $G(x) = \Phi_0 \alpha e^{-\alpha x}$  -ն էլեկտրոն - խոռոչ զույգերի զենեքացիայի արագությունն է,  $\Phi_0$ -ն ֆոտոընդունիչի մակերեսին ընկնող ֆոտոնների լրիվ հոսքն է (նկ. 1ա),  $\alpha$  - ն էլեկտրամագնիսական ալիքների կլանման գործակիցը,  $D_n$ - ն էլեկտրոնների դիֆուզիայի գործակիցը  $p$  - տիրույթում,  $\tau_n$ -ն՝ ավելցուկային լիցքերի կյանքի տևողությունը և  $n_{p0}$ -ն՝ էլեկտրոնների հավասարակշիռ խտությունը: (1) հավասարման լուծումը, երբ  $x = d$ , ապա  $n_p = 0$ , և երբ  $x = \infty$ , ապա  $n_p = n_{p0}$ , սահմանային պայմանների դեպքում ունի հետևյալ տեսքը՝

$$n_p = n_{p0} - \left\{ n_{p0} + \left( \frac{\Phi_0}{D_n} \right) \frac{\alpha L_n^2}{(1 - L_n^2 \alpha^2)} e^{-\alpha d} \right\} e^{-x/L_n} + \left( \frac{\Phi_0}{D_n} \right) \frac{\alpha L_n^2 e^{-\alpha x}}{(1 - L_n^2 \alpha^2)}$$

Դիֆուզիոն հոսանքի խտությունը, որը որոշվում է  $j_{n,p,eff} = qD_n \frac{dn_p}{dx}$  արտահայտությամբ, կլինի՝



Նկ. 1

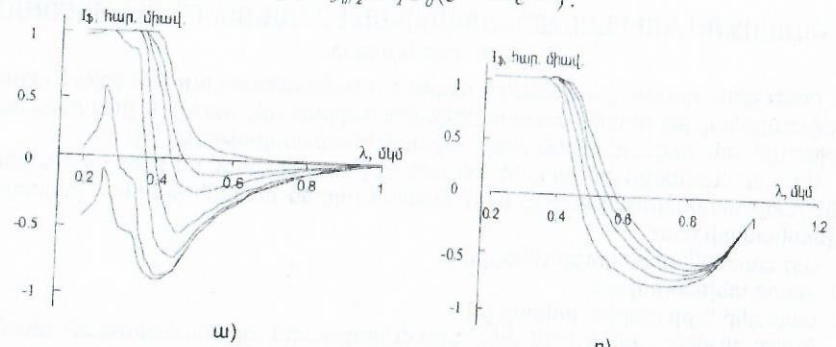
$$qD_n \frac{dn_p}{dx} = \left( \frac{D_n q n_{p0}}{L_n} + \frac{q \alpha L_n \Phi_0 e^{-\alpha d}}{1 - L_n^2 \alpha^2} \right) e^{-x/L_n} - \frac{q \Phi_0 \alpha^2 L_n^2}{1 - L_n^2 \alpha^2} e^{-\alpha x}$$

$x = d$  կետում

$$j_{n,p,eff} = q n_{p0} \frac{D_n}{L_n} + q \Phi_0 \frac{\alpha L_n}{1 + \alpha L_n} e^{-\alpha d}$$

Արգելքների ստեղծած դրեյֆային հոսանքներն են [1,3]

$$j_{dr1} = q \Phi_0 (1 - e^{-\alpha x_n}), \quad j_{dr2} = q \Phi_0 (e^{-\alpha x_n} - e^{-\alpha d}).$$



Նկ. 2

Ջեռուհար, կառուցվածքով հոսող հոսանքի լրիվ խտության արտահայտությունը կունենա հետևյալ տեսքը՝

$$j = j_{diff} - j_{drift} - j_{diff} = q\Phi_0 \left( 1 - 2e^{-\alpha L_n} + \frac{e^{-\alpha L_n}}{1 + \alpha L_n} \right) - qp_{n0} \frac{D_n}{L_n} \quad (2)$$

Այ. 2ա – ում պատկերված է (2) արտահայտությանը կառուցված Այ. 1ա – ում ներկայացված սիլիցիումային կառուցվածքի ֆոտոհոսանքի սպեկտրալ բնութագիրը, երբ  $L_n$  երկարությանը  $p$  տիրույթը բացակայում է: Ինչպես երևում է Այ.2ա-ից, սպեկտրալ ֆոտոհոսանքի երկարալիքային մաքսիմումը զգալի տեղաշարժված է սիլիցիումի սեփական կլանման տիրույթից դեպի կարճալիքային հատված:

Այ. 2բ – ում պատկերված է (2) արտահայտությանը կառուցված Այ. 1ա – ում ներկայացված սիլիցիումային կառուցվածքի ֆոտոհոսանքի սպեկտրալ բնութագիրը, երբ առկա է  $L_n$  երկարությանը  $p$  տիրույթ: Ինչպես երևում է Այ.2բ-ից, բազայից դուրս  $p$  - տիրույթում ոչ հիմնական լիցքակիրների դիֆուզիայի երկարությունը հաշվի առնելիս, սպեկտրալ ֆոտոհոսանքի երկարալիքային մաքսիմումը, ի տարբերություն Այ. 2ա – ի դեպքի, երբ այն հաշվի չի առնված, տեղափոխվում է սպեկտրի կլանման սեփական տիրույթ:

Եզրակացություն: Այսպիսով, ներ բազայից դուրս սեփական ճառագայթի կլանման խորությանը համաչափելի հատվածի առկայությունը պահպանելով կարճալիքային ֆոտոզգայնությունը, երկարալիքային ֆոտոզգայնությունը տեղափոխում է սպեկտրի սեփական կլանման տիրույթ և մեծացնում սպեկտրալ ֆոտոհոսանքի նշանափոխման կետի արդյունավետ փոփոխման սպեկտրալ միջակայքը:

**Գրականություն**

1. Khudaverdyan S. Kh. Photo-detecting characteristics of double barrier structures // ELSEVIER, Nuclear Inst. and Methods in Physics Research.- 2003. A. -V 504/1-3. - P. 350 – 353.
2. Khudaverdyan S., Kocharyan A., Dokholyan J. Photoreceiver structures with the extended functional potentiality on the CdTe base // J. Phys. D: Applied Physics. -2005. -V.38, N 2. - P. 272-275.
3. Khudaverdyan S.Kh., Dokholyan J.G., Kocharyan A.A., Kechiyantz A.M. and Khudaverdyan D.S., Khudaverdyan. On functional potentiality of photodiode structures with a high-resistance layer // ELSEVIER, J. Solid State Electronics. 2005. -V. 49, Issue 4. -P. 634-639.

**ԲԱԶՄԱՖՈՒԿՑԻՈՆԱԼ ՏՐԱՄԱԲԱՆԱԿԱՆ ԷԼԵՄԵՆՏՆԵՐԻ ՍԻՆՏԵԶՈՒՄԸ**

*Մ. Կարազոզյան*

Ինժեկցիոն դաշտային էլեմենտի կարևոր առանձնահատկություններից է առանց էպիտաքսիալ թաղանթի, մոնոբյուրեղային հարթակում, սարքի աշխատանքային տիրույթների կազմավորման սկզբունքային հնարավորությունը [1]:

Այս կառուցվածքային առանձնահատկությունը ապահովում է տվյալ էլեմենտի մի շարք առավելությունները, համեմատած արդեն հայտնի երկբևեռ ինտեգրալ էլեմենտների հետ:

- Այդ առանձնահատկություններից է՝
  - 1. պարզ տեխնոլոգիան,
  - 2. պիտանի էլքի բարձր տոկոսը [2]:
- Որպեսզի մեծացնենք ԻԴՏ (ինժեկցիոն դաշտային տրամաբանական) սխեմաների ֆունկցիոնալ հնարավորությունը կարելի է երկու  $p$  տիրույթները իրարից բա-

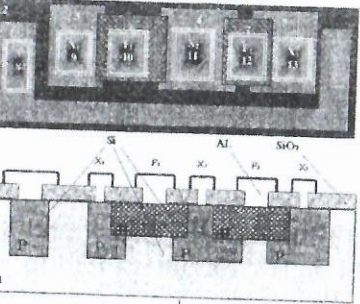
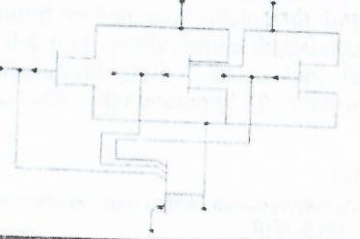
ժանել և յուրաքանչյուրից առանձին ղեկավարող տիրույթներ դուրս բերել [3]: Ելնելով այդ տիրույթների միմյանցից ունեցած հեռավորությունից, տարբեր արժեքներից կարելի է իրագործել «ԿԱՄ-ՈՉ» և «ԵԿ-ՈՉ» ֆունկցիաները: Գոյություն կունենա ԻԴՏ սխեմաների այլ ձևափոխված տարբերակներ, որոնք աշխատանքը կախված կլինի հենց այդ տիրույթների բաժանման լայնությունից [4]:

Ելնելով նշված առավելություններից, ԻԴՏ էլեմենտների տոպոլոգիաների հիման վրա, կարելի է սինթեզել բազմաֆունկցիոնալ տրամաբանական էլեմենտներ, որոնք օժտված կլինեն նույն առավելություններով:

Դիտարկենք Այ. 1: Տարբեր լայնության կապուղիներով տրամաբանական սխեման իրականացնում է իր էլքում «ԿԱՄ-ՈՉ» և «ԵԿ-ՈՉ» ֆունկցիաները:

ԻԴՏ էլեմենտում փոխանջատող ուղղահայաց դաշտային  $p$ - $n$  անցման տեսքի տրանզիստորը կարելի է ներկայացնել մի քանի փոխմիացված փականներով այնպես, ինչպես ցույց է տրված Այ. 1-ում, որը բերում է ֆունկցիոնալ հնարավորությունների առավել մեծացմանը:

Այս տոպոլոգիան թույլ է տալիս  $X_2$  փականը օգտագործել հարևան երկու փականների հետ «ԿԱՄ-ՈՉ» և «ԵԿ-ՈՉ» ֆունկցիաները իրագործելու համար (կախված  $p$  տիրույթների միջև եղած հեռավորություններից): Բացի այդ իրագործվում է



Այ.1. Բազմաֆունկցիոնալ տրամաբանական էլեմենտի էլեկտրական սխեման և տոպոլոգ

Փոխանջատող տրանզիստորի հոսքուղիները 2 ակունքային և 6, 7 արտաբերային տիրույթները միացնում են միմյանց: Եթե  $p$ - $n$ - $p$  տրանզիստորի 1 էմիտերային տիրույթը միացված է հոսանքի աղբյուրի «+» բևեռին, 2 բազային տիրույթը հողանցված է համատեղ հոսանքի աղբյուրի «-» բևեռին, 9, 11, 13 էլեկտրոդները (մուտքերը) միացված են մուտքային ազդանշանների աղբյուրներին, 10 կամ 12

էլեկտրոդները (ելքերից մեկը) բեռնման շղթային, այդ դեպքում կախված փականների միջև եղած տարածությունից իրականացվում են տարբեր ֆունկցիաներ:

Առաջին տարբերակի դեպքում (նկ.1), հոսքուղին բանալու համար բավական էր մուտքային էլեկտրոդներից մեկին տալ դրական պոտենցիալ (տրամաբանական «1»), ելքում իրականացվում է երեք փոփոխականի «ԿԱՍ-ՈՉ» ֆունկցիան՝

$$F = x_1 + x_2 \quad (1)$$

Երկրորդ տարբերակի դեպքում, երբ տվյալ հոսքուղին բանալու համար անհրաժեշտ է երկու հարևան ( $X_1$  և  $X_2$ ,  $X_2$  և  $X_3$ ,  $X_3$  և  $X_1$ ) փականային տիրույթներին տալ դրական պոտենցիալ, ելքում իրականացվում է հաջորդ ֆունկցիան՝

$$F = x_2 x_3 \quad (2)$$

Աղյուսակ				
$X_1$	$X_2$	$X_3$	$F_1$	$F_2$
0	0	0	1	1
0	0	1	1	1
0	1	0	0	1
0	1	1	0	0
1	0	0	0	1
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	0	0

Դրանում կարելի է համոզվել, եթե հաշվի առնենք, որ 6, 7 արտաբերային և 2 ակունքային տիրույթների միացման համար, բավական է, որ հոսքուղիներից մեկը գտնվի բաց վիճակում: Նշված տոպոլոգիան կարելի է ձևափոխման միջոցով փոփոխել իրագործող ֆունկցիան: Օրինակ՝ եթե մոտ ստացվեն 4 և 5 փականային տիրույթները, իսկ 3 և 4 տիրույթները մնան ավելի մեծ հեռավորության վրա, ապա  $X_1$  և  $X_2$  մուտքերով՝ «ԿԱՍ-ՈՉ» ֆունկցիան, իսկ  $X_2$  և  $X_3$  մուտքերով կիրագործվի «ԵՎ-ՈՉ» ֆունկցիան:

#### Գրականություն

1. Баринов В.В., Кремлев В.Я., Мошкин В.И. и др. Интегральные схемы с инжекционным питанием //Зарубежная электронная техника.- 1973, N19.
2. Кремлев В.Я. Инжекционные интегральные схемы // Электроника и ее применения. - М.: ВИНТИ, 1978. -Т.10 - С.208 - 243.
3. Колецов А.А. Технология конструкции для микросхем, микропроцессоров и микросборок: Учебник для вузов. - М.: Радио и связь, 1989. - 400с.
4. Аваев Н.А., Наумов Ю.Е. Элементы сверх больших интегральных схем. - М.: Радио и связь, 1986. - 168 с.

### ԳԵՐՄԵԾ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՍԻՆՏԵԱՆԵՐՈՒԻՄ (ԳՄԻՍ) ԷԼԵԿՏՐԱՄԻԳՐԱՑԻԱՅԻ ԿԱՆՈՆՆԵՐԻ ԱՏՈՒԳՎԱՆ ՆՊԱՏԱԿՈՎ ՏՈՊՈԼՈԳԻԱՅԻ ՏՐՈՂՄԱՆ ԱԼԳՈՐԻԹՄԻ ՄՇԱԿՈՒՄ

Կ. Ֆանյան, Դ. Եզդյան, Ի. Գեղեցյան

**Աշխատանքի նպատակը:** ԳՄԻՍ-երի տոպոլոգիան նկարագրվում է GDSII (Graphic Design System II) [1] երկուական ֆորմատի ֆայլով: GDSII ֆորմատն իրենից ներկայացնում է երկչափ երկրաչափական պատկերների նկարագրություն կոորդինատների միջոցով և պարունակում է նաև այդ պատկերների շերտային պատկանելիությունը: Սակայն նրանում չկա ինֆորմացիա այդ պատկերների փոխկապվածության և նրանց միջոցով ձևավորվող էլեկտրական տարրերի վերաբերյալ: էլեկտրամիգրացիայի [2][3] կանոնների ստուգման համար անհրաժեշտ է տեխնիկական ֆայլի (նկարագրված է ստորև) միջոցով կատարել այդ ինֆորմա-

ցիայի տրոհում՝ նրանում պարունակվող բազմաթիվ շերտերի համախմբությունից անջատելով էլեկտրական տարրերը (հետտոպոլոգիական մոդելավորման արդյունքում ստացվում է ինֆորմացիա հենց այս տարրերով անցնող առավելագույն հոսանքների վերաբերյալ [3]) և նրանց միջև եղած կապերը, (որոնց համար և պետք է ստուգվեն էլեկտրամիգրացիայի կանոնները)՝ միաժամանակ պահպանելով յուրաքանչյուր շերտի երկրաչափական չափերը և փոխդասավորվածությունը: Այստեղ ներկայացված է ալգորիթմ (մշակվել է նաև ծրագրային միջոց C++ լեզվով), որի միջոցով հնարավոր է իրագործել վերը ասվածը:

**Տոպոլոգիայի տրոհում:** Այժմ գոյություն ունեն տոպոլոգիայի տրոհման ծրագրային միջոցներ, որոնցից մեկն է գործարանի կողմից տրվող ծրագրային փաթեթի մեջ պարունակվող LVS (Layout Versus Schematic) ծրագրային միջոցը: Այն հնարավորություն է տալիս ստուգել տոպոլոգիայի համապատասխանելիությունը՝ էլեկտրական սխեմային: LVS-ի միջոցով իրականացվում է էլեկտրական կապերի և էլեկտրական տարրերի հիմնական պարամետրերի համապատասխանելիության ստուգում՝ տոպոլոգիայից էլեկտրական միացումների ցուցակի ստացման միջոցով: Սակայն այստեղ, ինչպես և, գոյություն ունեցող մյուս ծրագրային միջոցներում, անհրաժեշտություն չկա էլեկտրական կապերի և էլեկտրական տարրերի հետ մեկտեղ պահպանել ինֆորմացիա նրանց բաղադրիչ շերտերի և վերջիններիս փոխդասավորվածության վերաբերյալ: Իսկ էլեկտրամիգրացիայի կանոնների ստուգման համար դա անհրաժեշտ պայման է [2,3]: էլեկտրամիգրացիայի կանոնների ստուգման նպատակով տոպոլոգիայի ընթերցումը կարելի է բաժանել հետևյալ ենթաբաղկերի.

- էլեկտրական տարրերի անջատում,
  - միջմիացումների անջատում և խմբավորում:
- էլեկտրական տարրերի և միջմիացումների անջատման համար մշակված միջոցին GDSII, ֆայլից բացի անհրաժեշտ է նաև տեխնիկական ֆայլ: Տեխնիկական ֆայլն օգտագործվում է ինչպես էլեկտրական տարրերի (tS), այնպես էլ միջմիացումների (JS) անջատման և խմբավորման ժամանակ: Այն իր մեջ ընդգրկում է հետևյալ ինֆորմացիան՝
- շերտերի համարները և նրանց փոխկապակցվածությունը,
  - էլեկտրական տարրերի նկարագրությունը:
- Տոպոլոգիայի ֆայլում շերտերը նկարագրվում են գործարանի կողմից նախապես որոշված համարներով: Տեխնիկական ֆայլի առաջին բաժինը իրենից ներկայացնում է այդ շերտերի միջև առկա էլեկտրական միացումների նկարագրությունը, երկրորդը՝ էլեկտրական տարրերի կազմության նկարագրությունը նախորդ բաժնում նկարագրված շերտերի բուլյան արտահայտությունների միջոցով, ինչպես նաև նրանում նմանատիպ նկարագրվում են այդ էլեկտրական տարրերի հանգույցները: էլեկտրական տարրերի համար տրվում է նաև նրանց հիմնական պարամետրերի ցուցակը:

**էլեկտրական տարրերի անջատում:** էլեկտրական տարրերի (tS) ընթերցումն իրականացվում է տեխնիկական ֆայլում տրված tS-երի նկարագրության հիման վրա: tS-ին տրվում են նախնական անուններ՝ ըստ նրանց ընթերցման: Ամուսը կազմվում է տեխնիկական ֆայլում տրված անվանը, (մոդելին) ավելացնելով համոդիպատ էS-ի հերթական համարը: Օրինակ, եթե մենք առաջին անգամ համոդիպել ենք tS, որի նկարագրության մեջ անվանումը M է, ապա նրա անունը կլինի M1, երկրորդինը՝ M2 և այլն: tS-երի հայտնաբերման հետ մեկտեղ ստեղծ-

վում են հայտնաբերված տարրերի և նրանց հանգույցների ցուցակները: Արանցից առաջինը կհանդիսանա հիմք էլեկտրական սխեմայի ցուցակի ստացման համար, իսկ երկրորդը կօգտագործվի միջմիացումների անջատման ժամանակ: ԷՏ-երի հանգույցների անջատումը իրականացվում է տեխնիկական ֆայլում տրված նկարագրության միջոցով: Հանգույցների անունները կազմվում են տեխնիկական ֆայլում համապատասխան ԷՏ-ի տիպի համար տրված հանգույցների անունները ԷՏ-ի անվանը ավելացնելով (Օրինակ՝ M1\_DRAIN, M1\_SOURCE): Ինչպես նաև հայտնաբերված ԷՏ-երը կազմող բաղադրիչները հեռացվում են ընդհանուր տոպոլոգիայից: Ստեղծված ԷՏ կառույցում հեռացված բաղադրիչների բնօրինակ կորդիինատները պետք է պահպանվեն:

Էլեկտրական տարրերի համար հիմնական պարամետրեր են հանդիսանում նրա լայնությունը, երկարությունը և/կամ մակերեսը և/կամ պարագիծը (W, L, A, P): Տվյալ ԷՏ-ին համապատասխանող պարամետրերը նկարագրվում են տեխնիկական ֆայլում: Դրանց ստացումն իրականացվում է հենց ԷՏ-երի ստացման ժամանակ՝ այն կազմող շերտերի միջոցով: Ստացված պարամետրերն ավելացվում են ԷՏ-երի ցուցակում համապատասխան ԷՏ-երի դիմաց:

**Միջմիացումների անջատում և խմբավորում:** Միջմիացումների (ՄՄ) ձևավորումը սկսվում է ԷՏ-երի հանգույցների ցուցակից: Ընտրելով ցուցակի առաջին տարրը, այն հանվում է այդ ցուցակից և կատարվում է տեխնիկական ֆայլում ԷՏ-ի տվյալ տիպի համար նշված և տվյալ հանգույցին համապատասխանող ՄՄ-ան առաջին տարրի փնտրում տոպոլոգիայում: Այն գտնելուց հետո ստեղծվում է ՄՄ-ան կառուցվածք կանայական, բայց չկրկնվող անունով: Կառուցվածքում նշվում է, որ ՄՄ-ան տվյալ ծայրում միացված է համապատասխան ԷՏ՝ իր հա-մապատասխան հանգույցով: Միաժամանակ ՄՄ-ան անունը ավելացվում է նախկինում ստեղծված ԷՏ-երի ցուցակում, համապատասխան ԷՏ-ի դիմաց: Այնուհետև շարունակվում է ՄՄ-ան ընթերցումն՝ օգտվելով տեխնիկական ֆայլում տրված համապատասխան շերտերի կապվածությունից: Ընթերցման ընթացքում այլ ԷՏ-ի հանգույցի ընթերցման դեպքում այն ընդգրկվում է ՄՄ-ան մեջ և հանվում նախորդ ենթաբաժնում ստեղծված հանգույցների ցուցակից: Տվյալ ՄՄ-ան անունը ավելանում է նաև ԷՏ-երի ցուցակում՝ այդ հայտնաբերված հանգույցին համապատասխանող ԷՏ-ի դիմաց: Եթե ընթերցման ընթացքում ՄՄ-ան վրա հայտնաբերվում է հանգույց մուտքային, ելքային կամ սնման, ապա ՄՄ-ան անունը փոխարինում ենք նրանով: Միջմիացումների ընթերցման ընթացքում այն ճյուղերը, որոնք միանում են պաշտպանիչ օղակներին, անտեսվում են, քանի որ նրանք հոսանքատար օղակներ չեն և չեն կարող հանդիսանալ էլեկտրամիգրացիայի պատճառ:

**Ստացված արդյունքներ:** Նկարագրված քայլերի արդյունքում կստացվեն փոխկապակցված ԷՏ-երի և ՄՄ-երի կառուցվածքներ՝ դրանք կազմող շերտերի երկրաչափական ձևերով և փոխդասավորությունով: Ինչպես նաև, արդյունքում կունենանք ԷՏ-երի ցուցակի հիման վրա ձևավորված էլեկտրական սխեմայի ցուցակ, որը կօգտագործվի հետտոպոլոգիական մոդելավորման արդյունքում ստացված ԷՏ-երով անցնող հոսանքների ժամանակից կախվածության աղյուսակների հիման վրա, կատարել առավելագույն հասանքների հաշվարկ ստացված ՄՄ-երում: Վերջինս հնարավորություն կտա կատարել ՄՄ-երում հասանքների բաշխվածության հաշվարկ [2]-ում նկարագրված եղանակով:

**Եզրակացություն:** C++ ծրագրային լեզվի միջոցով ալգորիթմի ներկայացումից հետո՝ հնարավոր եղավ նրա աշխատունակությունը և ճշտությունը ստուգել գո-

յություն ունեցող ծրագրային միջոցի (LVS) և գոյություն ունեցող տոպոլոգիաների օգնությամբ:

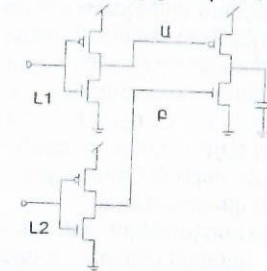
**Գրականություն**

1. [www.buchanan1.net/stream\\_description.html](http://www.buchanan1.net/stream_description.html)
2. Ֆանյան Կ. Ա. Էլեկտրատարաշարժից (էլեկտրամիգրացիա) խուսափելու նպատակով գերմեծ ինտեգրալ սխեմաների միջմիացումներում հոսանքի խտության ստուգման մեթոդ հաշվի առնելով տարրերի պարամետրերի տեխնոլոգիական շերտումները // Հայաստանի ճարտարագիտական ակադեմիայի ԼՐԱԲԵՐ: -2004. Հատոր 1, N 4. -Էջ. 620-623:
3. Ֆանյան Կ. Ա. Էլեկտրամիգրացիայից խուսափելու նպատակով գերմեծ ինտեգրալ սխեմաների միջմիացումներում հոսանքի խտության ստուգման մեթոդ // Տեղեկատվական տեխնոլոգիաներ միջազգային երիտասարդական գիտաժողով-Երևան. -2005. -Էջ. 146-150:

**ՍՏԱՆԴԱՐՏ ՍՈՒՏՔ/ԵԼՔ ՀԱՆԳՈՒՅՑՆԵՐԻ ԵԼՔԱՅԻՆ ԿԱՍԿԱԴՐԻ ԱՆԽԱԳԾՄԱՆ ՄԻՋՈՑԻ ՄՇԱԿՈՒՄ**

*Դ. Պետրոսյան*

Ինտեգրալ սխեմաների պատրաստման տեխնոլոգիաների կատարելագործմանը զուգընթաց մեծանում են դրանց աշխատանքային հաճախությունները, փոքրանում են սնման աղբյուրի լարումները: Դա բերում է ինտեգրալ սխեմաների որոշ պարամետրերի, օրինակ, աղմկակայունության, վատացման [1]: Աղմկակայունությանը առավել էական է մուտք/ելք (Մ/Ե) հանգույցների ելքային կասկադի համար,

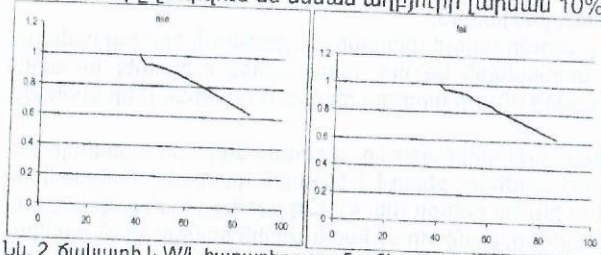


քանի որ դրանց ստեղծած ազդանշանները անցնում են իրանի և միջմիացումների միջով, որոնք ունեն ունակության և ինդուկտիվության մեծ արժեքներ [2]:

Աշխատանքի նպատակն է մշակել ավտոմատացված նախագծման եղանակ, որով հնարավոր կլինի նախագծել Մ/Ե հանգույցի ելքային կասկադը, որը կբավարարի արագագործության նկատմամբ առաջադրված պահանջներին և միաժամանակ կունենա աղմուկի ցածր մակարդակ:

Մուտք/ելք հանգույցի ելքային կասկադը բաղկացած է երկու նախաուժեղարարներից և վերջնական հաղորդող ուժեղարարից (նկ.1):

Հանգույցի արագագործության օպտիմալացումը, նախ, կատարվում է ըստ է հաճախության և բեռի: Ա և Բ կետերի համար նվազագույն թույլատրելի ճակատը վատագույն դեպքում չպետք է մեծ լինի 0.4\*Т (պարբերություն)-ից, ելքի համար 0.3\*Т-ից: Ճակատները չափվում են սնման աղբյուրի լարման 10% և 90% մակարդակներում:



Նկ. 2 Ճակատի և W/L հարաբերության անկյունային գործակիցը

Կատարված մեքենայական փորձերի արդյունքում ստացվել է ճակատի և տրամաբանական շրջիչի տրանզիստորների չափերի W/L հարաբերության անկյունային գործակիցը (նկ.2): Ինչպես երևում է ստաց-

ված բնութագրերից, անկյունային գործակիցը հավասար է մոտ 0.95-ի: Պա նշանակում է, որ եթե մի որոշ կետում աճի և նվազման ճակատը չի բավարարում խնդրում տրված պահանջներին, այն փոխվում է տվյալ օրենքով: Սակայն, այս գործակիցը ստացված է միջինացման և մոտարկման մեթոդով: Այդ իսկ պատճառով, սկզբում չափերը փոփոխվում են հետևյալ արտահայտությամբ:

$$0.95 * (W2/L2) / (W1/L1) = Tedge2 / Tedge1 \quad (1)$$

$$Tedge2 = 0.95 * (W2/L2) * Tedge1 / (W1/L1) \quad (2)$$

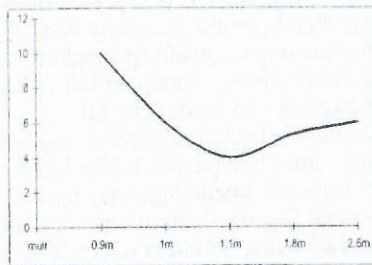
Հետագայում կատարվում է անկյունային գործակցի վերահաշվարկ և հաջորդ չափի փոփոխությունն իրականացվում է տվյալ վերահաշվարկով ստացված անկյունային գործակցով: Տվյալ հաշվարկը կատարվում է չափերի յուրաքանչյուր փոփոխությունից հետո:

Երբ մուտք/ելք հանգույցը բավարարում է նշված հաճախության և նշված բեռի պայմաններին, ապա անհրաժեշտ է կատարել աղմուկի օպտիմալացում:

Քանի որ աղմուկը հաշվվում է  $V = L \frac{di}{dt}$  արտահայտությամբ, որտեղ  $L$  – ը հա-

ղորդման գծի ինդուկտիվությունն է, որը, սովորաբար, փոփոխման ենթակա չէ, ապա օպտիմալացումը կատարվում է ըստ  $di/dt$  –ի:

Մեքենայական փորձերը ցույց տվեցին, որ կոնկրետ բեռի և հաճախության համար գոյություն ունի  $di/dt$ -ի օպտիմալ արժեքների որոշակի տիրույթ (նկ.3):



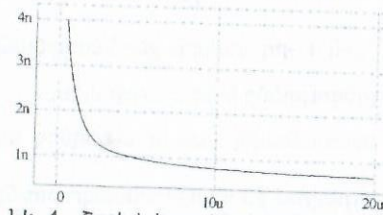
Նկ. 3. Գծայնացման կախվածությունը նախորդող կասկադի չափերից

10%-ով և վերջին կասկադի չափերը փոխվում են այնպես, որ ելքային կասկադի ճակատները բավարարեն առկա պահանջներին: Եթե աղմուկները փոքրանում են, ապա գործողությունը կրկնվում է այնքան ժամանակ, մինչև աղմուկի փոփոխության չափը չլինի աննշան կամ փոխի նվազման ուղղությունը: Եթե աղմուկի արժեքը մեծանում է կատարված փոփոխությունից, ապա վերը նշված քայլերը կատարվում են հակառակ ուղղությամբ[3]:

Քանի որ, տվյալ խնդրի լուծումը ավելի տեսանելի է դառնում, երբ օպտիմալացումը սկսում է կոնկրետ նախնական կետից, ապա պետք է ընտրել այնպիսի կետ, որ կամայական հանգույցը ինչ որ արժեքի դեպքում օժտված լինի կոնկրետ հատկություններով:

Նախորդ կասկադի ճակատների փոքրացումը՝ այսինքն նախորդ կասկադի չափերի մեծացումը մինչև որոշ արժեքը, բերում է ելքային կասկադի ճակատների փոքրացման, սակայն, մինչև ինչ որ արժեքը (նկ. 4): Այդ արժեքը համարվում է օպտիմալացման նախնական արժեք, քանի որ նշված ելքային հանգույցում ցանկա-

ցած բեռի համար միշտ գոյություն ունի այնպիսի արժեք, որի դեպքում նախորդ կասկադի չափերի մեծացումը այլևս չի բերում ելքային կասկադի ճակատների փոքրացման:



Նկ. 4. Շրջիչի ելքային ճակատի կախվածությունը տրանզիստորների չափերից

Այսպիսով, ստեղծված է նախագծման միջոց, որը հնարավորություն է տալիս ավտոմատ նախագծել Ս/Ե հանգույցի ելքային կասկադը՝ տրված հաճախության և բեռի համար, ապահովվելով աղմուկների հնարավորին փոքր մակարդակ:

#### Գրականություն

1. High-Speed Digital System Design by Stephen H. Hall, Garret W. Hall, James A. McCall, A Wiley //Inerscience Publication oct 2000. -P.2-41.
2. Modeling of Power Supply Noise in Large Chips using the Finite Difference Time Domain Method by Jinseong Choi. Georgia Institute of Technology, September 2002. -P.11-101.
3. Electromagnetic Modeling and Hardware Measurements of Simultaneous Switching Noise in High Speed Systems J.Kim, Choi, JW.Choi //IEEE SpecialSession on Numerical Methods , Minneapolis, MN, Aug. 2002. -P.748-754.

### ԻՆՏԵՂՐԱԼ ՄԻՆԵՄԱՆԵՐԻ ՋԵՐՄԱՅԻՆ ՌԵԺԻՄԻ ՀԱՇՎԱՌՈՒՄԸ ՏԱՐՐԵՐԻ ՏԵՂԱՔԱՇԽՄԱՆ ԺԱՄԱՆԱԿ

Ա. Հարությունյան

Ինտեգրալ սխեմաների (ԻՍ) ինտեգրացիայի և տեսակարար սպառման հզորության աճը բերում են կիսահաղորդչային բյուրեղի աշխատանքային ջերմաստիճանների էական մեծացմանը: Ներկայումս և, մինչև 2012թ. կանխատեսումներով, նույնիսկ նորագույն ջերմահեռացմող իրաններով ԻՍ-երի կիսահաղորդչային բյուրեղի աշխատանքային ջերմաստիճանները կարող են հասնել 100 °C - ից բարձր, ունենալով 10 - 20 °C-ից բարձր տարբերություններ առանձին տեղամասերի միջև:

Ինչպես հայտնի է, ԻՍ-ի հուսալիությունը բնութագրող տարրերի խափանման ինտենսիվության կախվածությունը ջերմաստիճանից, բնութագրվում է Արրենիուսի կորով [1], որը ապրոքսիմացվում է էքսպոնենտային կախվածությամբ՝

$$\lambda_i(t) = A_i \exp B_i/t_i \quad (1)$$

որտեղ  $\lambda_i(t)$  -ն  $i$  - րդ տարրի խափանումների ինտենսիվությունն է,  $t_i$  -ն  $i$ -րդ տարրի ջերմաստիճանն է;  $A_i$  և  $B_i$  դրական գործակիցներ են, որոնք որոշվում են փորձնական ճանապարհով:

Բնական է, որ ԻՍ-ի առավելագույն հուսալիության ապահովման պայմանից հետևում է՝

$$\sum_{i=1}^n \lambda_i(t) = \sum_{i=1}^n A_i \exp B_i/t_i \rightarrow \min \quad (2)$$

պայմանը, որտեղ  $n$  -ը ԻՍ-ի տարրերի թիվն է:

Որևէ  $i$  -րդ տարրի ջերմաստիճանը որոշվում է ելնելով տարրերի փոխադարձ

ջերմային ազդեցության՝ սուպերպոզիցիայի պայմանից՝

$$t_i = t_0 + \bar{I}_{j \rightarrow i} - \bar{I}_{i \rightarrow j}, \quad (3)$$

որտեղ  $t_0$ -ն միջավայրի ջերմաստիճանն է,  $\bar{I}_{j \rightarrow i}$ -ն  $i$ -րդ տարրի ջերմաստիճանի բարձրացումն է բոլոր տարրերի ջերմային ազդեցությամբ  $i$ -րդ տարրի վրա,  $\bar{I}_{i \rightarrow j}$ -ն  $i$ -րդ տարրի ջերմաստիճանի իջեցումն է պայմանավորված նրա կողմից այլ տարրերին հաղորդվող ջերմությամբ:

Ընդունելով, որ ԻՍ-ի կիսահաղորդչային բյուրեղում ջերմափոխանակությունը, հիմնականում, կատարվում է ջերմահաղորդականության ճանապարհով, որը հաստատված ջերմային ռեժիմում բնութագրվում է Ֆուրյեի օրենքով, (3) -ը կարող ենք ներկայացնել հետևյալ տեսքով՝

$$t_i = t_0 + \sum_{j=1}^n P_j R_{ji} - \sum_{k=1}^n P_k R_{ik}, \quad (4)$$

որտեղ  $P_j$  -ն  $j$ -րդ տարրի հզորությունն է,  $R_{ji}$  -ն  $j$ -րդ և  $i$ -րդ տարրերի միջև ջերմային դիմադրությունն է:

Հաշվի առնելով, որ նույն կիսահաղորդչային բյուրեղի վրա տեղաբաշխված բոլոր տարրերի համար  $A$  և  $B$  գործակիցները և  $t_0$  ջերմաստիճանը կարող ենք ընդունել հաստատուն, ԻՍ-ի առավելագույն հուսալիությունն ապահովող պայմանը (2), հաշվի առնելով (4)-ը, կարող ենք ներկայացնել հետևյալ տեսքով՝

$$\sum_{i=1}^m \left( \sum_{j=1}^n P_j R_{ji} - \sum_{k=1}^n P_k R_{ik} \right) \rightarrow \min : \quad (5)$$

Հաշվի առնելով, որ  $R_{ji}$  ջերմային դիմադրությունը ուղիղ համեմատական է  $j$ -րդ և  $i$ -րդ տարրերի միջև եղած հեռավորությանը, ինչպես նաև (5) պայմանը ձևափոխելով հզորությունների տարբերությունների տեսքի, կարող ենք գրել՝

$$F_1 = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n (P_i - P_j) d_{ij} \rightarrow \min : \quad (6)$$

Ստացված (6) պայմանի մաթեմատիկական տեսքը  $\Delta \bar{P}_i$  և  $\bar{d}_{ij}$  վեկտորների սկալյար արտադրյալն է, որտեղ  $\Delta \bar{P}_i$  վեկտորի բաղադրիչներ են հանդիսանում տարրերի հզորությունների փոխադարձ տարբերությունները, իսկ  $\bar{d}_{ij}$  վեկտորի՝ տարրերի համապատասխան զույգերի միջև հեռավորությունները: Մատրիցների տեսությունից հայտնի է [2], որ երկու վեկտորների սկալյար արտադրյալը ձգտում է մինիմումի այն ժամանակ, երբ նրանց բաղադրիչների արժեքները ձգտում են հակադարձ դասավորության՝

$$\min \Delta \bar{P}_i \times \bar{d}_{ij} = \{ \dots, P_i, \dots \} \times \{ \dots, d_{ij}, \dots \}, \quad (7)$$

որտեղ  $P_i$  -ը աճում է (նվազում է), իսկ  $d_{ij}$  -ն նվազում է (աճում է):

Ստացված պայմանը նախագծողի տեսանկյունից նշանակում է, որ հզորությունների տարբերությունների ավելի մեծ արժեքներ ունեցող տարրերը անհրաժեշտ է տեղադրել, հնարավորինս իրար մոտ: Սա իր հերթին կնպաստի կիսահա-

ղորդչային բյուրեղի վրա ջերմային դաշտի համահարթեցմանը և, հետևաբար առավել վտանգավոր, բարձր ջերմաստիճանային տիրույթների ջերմաստիճանի իջեցմանը, ի հաշիվ, ցածր ջերմաստիճանային տիրույթների որոշակի տաքացման:

Տեղաբաշխման ալգորիթմներում [3], որպես հիմնական չափանիշ օգտագործվում է տարրերի կապվածության պայմանը, որի ընդհանուր տեսքը հետևյալն է՝

$$F_2 = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n r_{ij} d_{ij} \rightarrow \min, \quad (8)$$

որտեղ  $r_{ij}$  -ն  $i$ -րդ և  $j$ -րդ տարրերի միջև կապերի թիվն է:

Համադրելով (6) և (7) պայմանները, ակնհայտ է, որ տարրերի տեղադրման մոտիկությունը ենթադրում է ինչպես դրանց հզորությունների տարբերության, այնպես էլ կապվածության մեծացում: Հաշվի առնելով վերը շարադրվածը, ինչպես նաև  $F_1$ ,  $F_2$  -ի արժեքները նորմավորելով մաթեմատիկայում, հայտնի մեթոդներից մեկով, որպես տարրերի տեղաբաշխման համալիր չափանիշ, որը հաշվի է առնում ինչպես տարրերի կապվածությունները, այնպես էլ ԻՍ-ի ջերմային ռեժիմը, առաջարկվում է հետևյալ չափանիշը՝

$$F = a_1 \bar{F}_1 + a_2 \bar{F}_2 \rightarrow \min, \quad (9)$$

որտեղ  $\bar{F}_1$ -ը և  $\bar{F}_2$ -ը  $F_1$  և  $F_2$  մեծությունների նորմավորված արժեքներն են;  $a_1$  -ը և  $a_2$  -ը բաշխի գործակիցներ են:

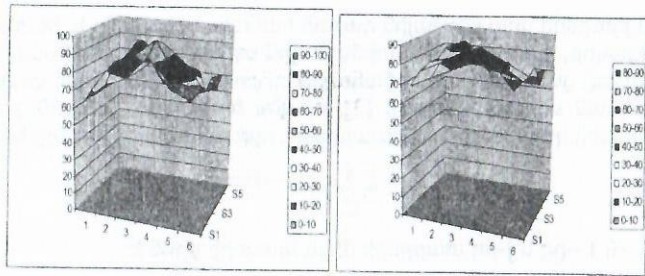
Նախագծման ժամանակ, կախված ներկայացվող պահանջներից, նախագծողը կարող է տալ  $a_1$  և  $a_2$  գործակիցների արժեքները:

Հիմնվելով առաջարկվող չափանիշի վրա, կատարվել է մի քանի թեստային սխեմաների տարրերի տեղաբաշխում, օգտվելով պարզագույն հաջորդական տեղաբաշխման ալգորիթմից, ինչպես  $F_1$  -ի հաշվի առնմամբ, այնպես էլ առանց դրա:  $a_1$  և  $a_2$  գործակիցների արժեքները վերցված են հավասար 1-ի: Արդյունքները ցույց են տալիս, որ միջմիացումների գումարային երկարության 8-ից 15% աճի պայմաններում ապահովվում է ջերմային դաշտի 25-ից 35% համահարթեցում:

Այդուհանդերձ բերված են միջմիացումների գումարային երկարության և ջերմաստիճանների արժեքները, իսկ նկարում բերված են ջերմաստիճանային բաշխման պատկերները թեստային սխեմաներից մեկի համար, առանց  $F_1$  -ի հաշվի առնման ա) և  $F_1$  -ի հաշվի առնմամբ բ):

X36 թեստային սխեմայի համար տեղաբաշխման ստացված տվյալները Այդուհանդերձ

	Միջմիացումների գումարային երկարությունը	Միջին/նվազագույն/առավելագույն ջերմաստիճանները	Ջերմաստիճանի շեղումը միջինից %
առանց $F_1$ -ի հաշվի առնման	129	78,5 / 59 / 98	24,8
$F_1$ -ի հաշվի առնմամբ	143	76,5 / 63 / 90	17,6
Տարբերություն	+14	-2 / +4 / -8	30,8



Նկ. X36 թեստային սխեմայի համար ստացված ջերմաստիճանային բաշխումը՝ ա) առանց  $F$ , -ի հաշվի առնման, բ)  $F$ , -ի հաշվի առնմամբ

Ստացված արդյունքները ցույց են տալիս, որ սպառվող հզորությունների հաշվի առնումը ֆիզիկական նախագծման նախնական փուլերում, որպես տեղաբաշխման լրացուցիչ չափանիշ, հնարավորություն է տալիս ստանալ տարրերի այնպիսի տեղաբաշխում, որը էականորեն չմեծացնելով միջմիացումների գումարային երկարությունը, ապահովում է կիսահաղորդչային բյուրեղի մակերեսի վրա ջերմության ավելի հավասարաչափ բաշխումը, դրանով իսկ, բարձրացնելով ինտեգրալ սխեմայի ջերմային հուսալիությունը:

**Եզրակացություն:** Աշխատանքում առաջարկված է տարրերի ջերմային տեղաբաշխման կոմպլեքս չափանիշ՝ հիմնված տարրերի կապվածության և սպառվող հզորությունների հավասարաչափ բաշխման միաժամանակյա հաշվի առնման վրա:

**Գրականություն**

1. Ching-Han Tsai and Sung-Mo Kang, Fellow Cell-level placement for improving substrate thermal distribution //IEEE, 1997.
2. Cormen Th. , Leiserson Ch. and Rivest R. Introduction to Algorithms // The MIT Press. Cambridge, Massachusetts, London. -1990.
3. Naveed A. Sherwani. Algorithms for VLSI Physical Design Automation. Intel Corporation. Kluwer Academic Publishers. -1999.

**ԻՆՏԵԳՐԱԼ ՍԽԵՄԱՆԵՐԻ ՊԱՐԱՋԻՏ ԻՆՊՈՒԿՏԻՎՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՀԱՇՎԱՐԿՄԱՆ ԱՆՀՐԱԺԵՇՏՈՒԹՅՈՒՆԸ**

*Տ. Շահինյան, Ա. Ներսիսյան*

**1. Ներածություն**

ԻՄ-երի պատրաստման տեխնոլոգիաների զարգացմանը զուգընթաց պարագիտ ինդուկտիվությունների ազդեցությունը մեծանում է: Ներկայումս արդեն գոյություն ունեն մի քանի ծրագրային միջոցներ, որոնք կատարում են լիարժեք եռաչափ մոդելներով ինդուկտիվությունների հաշվարկ (Raphael, FastHenry) [2][3]: Սակայն պետք է նշել, որ այս ծրագրերը նախատեսված են միայն փոքր կառուցվածքների հետազոտությունների համար: Ինչպես նաև, մշակված են բազմաթիվ երկչափ մոդելներ [4][5], որոնք նվազեցնում են հաշվարկման ժամանակը և մեծ նախագծերի համար օգտագործվում միայն այս մոդելները: Սակայն շատ դեպքերում նախագծողները սահմանափակվում են միայն RC տարրերի հաշվարկով՝ համարելով, որ ինդուկտիվությունների ազդեցությունը տվյալ նախագծի համար էական չէ:

**2. Ինդուկտիվության կարևորությունը**

Աշխատանքի նպատակն է պարզել, թե ե՞րբ է անհրաժեշտ կատարել ինդուկտիվությունների հաշվարկը:

Ինչպես հայտնի է ԻՄ-երում պարագիտ ինդուկտիվությունների հաշվարկը կատարվում է միջմիացումների մասնակի ինդուկտիվություններով [1]: Միջմիացման ընդհանուր դիմադրությունը որոշվում է հետևյալ արտահայտությամբ

$$Z = R + j\omega L \tag{1}$$

որտեղ  $R$  -ն ակտիվ դիմադրությունն է,  $\omega$  -ն անկյունային հաճախականությունն է, որը հակադարձ համեմատական է իմպուլսի ճակատին՝  $\omega = 1/t$ , իսկ  $L$  -ն գծի ինքնինդուկտիվությունն է: Ինդուկտիվության ազդեցությունը դառնում է կարևոր, երբ  $\omega L$  բաղադրիչը դառնում է համեմատական  $R$  ակտիվ դիմադրությանը: Տեխնոլոգիայի զարգացման արդյունքում  $\omega L/R$  հարաբերությունը մեծանում է հետևյալ պատճառներով

- Աստիճանաբար անցնում են պղնձի օգտագործման, որի դիմադրությունը 1.64 անգամ փոքր է ալյումինի դիմադրությունից:
- Տեխնոլոգիաների փոքրացման հետ աշխատանքային հաճախականությունները մեծանում են, որի արդյունքում փոքրանում են ազդանշանի ճակատները, այսինքն մեծանում է  $\omega$  անկյունային հաճախականությունը, ուրեմն նաև՝  $\omega L$  բաղադրիչը:

Ինչպես նաև  $\omega L/R$  հարաբերությունը՝ կախված շերտից և գծերի երկրաչափական չափսերից: Օրինակ տոպոլոգիայի ամենավերին մետաղական շերտերում գծերը հատուկ անում են ավելի հաստ, որպեսզի նրանց դիմադրությունը փոքր լինի: Փոքր դիմադրությամբ գծերը հարկավոր են սնման գծերում, որպեսզի լարման անկյունները փոքր լինեն:

**3. Ինդուկտիվության պատճառով առաջացող երևույթները**

- Հապաղումների և ճակատների մեծացում:
- ճակատների լարման ամպլիտուդի մեծացում:
- Ազդանշանի խտության դեգրադացիա:
- Հաճախականությունից կախված դիմադրություն:
- Ազդանշանների փոխազդեցությունների վատթարացում:
- Սնման գծերում աղմուկների առաջացում:

•  $L \frac{dl}{dt}$  լարման անկում:

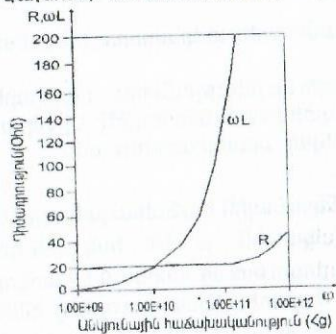
- Ինդուկտիվ երևույթները դարձել են կարևոր սնման լարման, աղմուկների և ժամանակային հաշվարկների ժամանակ:

Հապաղումների որոշման գործում ինդուկտիվությունների դերը մեծանում է, քանի որ օգտագործվում են փոքր դիլեկտրիկ թափանցելիությամբ մեկուսիչներ, որոնց արդյունքում առաջացող պարագիտ ունակությունները ստացվում են փոքր և ինդուկտիվությունները սկսում են, համեմատաբար, ավելի մեծ դեր խաղալ RC բաղադրիչի նկատմամբ:

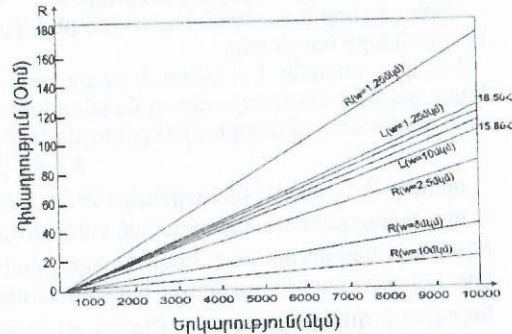
**4. Փորձնական տվյալներ**

Դիտարկենք ալյումինե հաղորդչի օրինակ՝  $L = 2000$  մկմ,  $W = 0.8$  մկմ,  $T = 2.0$  մկմ, որտեղ  $L$ -ը հաղորդչի երկարությունն է,  $W$ -ը՝ լայնությունը,  $T$ -ը՝ հաստությունը: Այս հաղորդչի  $\omega L$  բաղադրիչի և դիմադրության

կախումը անկյունային հաճախականությունից բերված է նկ.1-ում:



Նկ.1.  $\omega L$  բաղադրիչի և դիմադրության կախումը անկյունային հաճախականությունից



Նկ.2. Այլումինե գծերի ինքնինդուկտիվության և ակտիվ դիմադրության արժեքները

Նկ.2.-ում բերված է այլումինե գծի ինքնինդուկտիվության և ակտիվ դիմադրության կախվածությունը գծի տարբեր երկարություններից և լայնություններից: Նկ.2-ում R-ն գծի դիմադրությունն է, L-ն՝ ինքնինդուկտիվությունը, իսկ w-ն՝ լայնությունը: Գծի լայնությունները տրված են մկմ-ով:

Ինչպես երևում է նկ.2.-ում բերված գրաֆիկներից, գծերի լայնությունը մոտ 6.7 անգամ փոքրացնելիս ինդուկտիվությունը մեծանում է ընդհանուր 17%-ով, իսկ դիմադրությունը մեծանում է գծային օրենքով, այսինքն՝ 6,7 անգամ:

**Եզրակացություն**

Տվյալ տեխնոլոգիայի համար գոյություն ունեն հաղորդիչների նվազագույն լայնություններ, որոնցից ավելի նեղերի դեպքում գծի ինդուկտիվությունը կարելի է անտեսել: Ինչպես նաև, ինդուկտիվ, երևույթները դառնում են էական փոքր ճակատների դեպքում: Յուրաքանչյուր տեխնոլոգիայի համար անհրաժեշտ է դուրս բերել գծերի  $\omega L$  բաղադրիչի և դիմադրության կախվածությունը գծերի երկարությունից, լայնությունից և ազդանշանի ճակատներից և կախված նախագծի տեսակից որոշել հաշվարկի տեսակը՝ RCթե RLC:

**Գրականություն**

1. Ruehli A.E. Inductance Calculations in a Complex Integrated Circuit Environment // IBM Journal of Research and Development. -1972, September 16, N.5. -P.470-481.
2. Kamon M., Tsuk M.J. and White J.K. FASTHENRY: A Multipole-Accelerated 3-D Inductance Extraction Program //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. - Sept. 1994, 42, N 9.
3. Raphael Interconnect Analysis program V X-2005.06 Reference Manual, Synopsys Corporation, June 2005
4. Devgan A., Ji H. and Dai W. How to efficiently capture on-chip inductance effects: Introducing a new circuit element K. // Proc. ICCAD. - 2000, Nov. -P. 125.
5. Hu H and Sapatnekar S. Circuit-Aware On-chip Inductance Extraction //Proc. CICC. - 2001. - P. 245 - 248.

**ՍԻԼԻՑԻՈՒՄ ԿԱՐՔԻԴԻ ՀԻՄՔՈՎ ԿԵՐԱՄԻԿԱԿԱՆ ՆՄՈՒՇՆԵՐԻ ՍՏԱՑՈՒՄԸ ԵՎ ԷԼԵԿՏՐԱԿԱՆ ՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՀԵՏԱԶՈՏՈՒՄԸ**  
*Լ.Մարտիրոսյան, Վ. Խաչատրյան*

**Ներածություն:**

Ժամանակակից կիսահաղորդչային տեխնիկայի հաջողությունները հիմնականում պայմանավորված են օգտագործվող նյութերի հատկություններով և բնութագրերով: Համասե կառուցվածքով կիսահաղորդչային նյութերը գործնականում սպառել են իրենց հնարավորությունները: Յուրահատուկ հատկություններ են ի հայտ գալիս անհամասե կիսահաղորդչային նյութերում, մասնավորապես, հետերոանցումների վրա հիմնված կառուցվածքներում: Այդ առումով առանձին կիրառական և գիտական հետաքրքրություն է ներկայացնում կիսահաղորդչային (կերամիկական, կոմպոզիցիոն, հետերո և նանո կառուցվածքային) այնպիսի նոր նյութերի, ինչպես նաև նոր հետերոկառուցվածքների (SiC, SiC/Si, Si/Ge, Si/Me) որոնման, ստացման և օգտագործման խնդիրը, որոնց բյուրեղային և էլեկտրաֆիզիկական, օպտիկական և ջերմային, գազային և այլ սենսորային հատկությունները առավելագույն կրավարարեն առաջադրվող պահանջներին:

Այս աշխատանքում ուսումնասիրվել և, որպես մատրից, ընտրվել է միկրո- և նանոկառուցվածքների ձևավորման տեսակետից շատ հեռանկարային կիսահաղորդչային միացություն՝ սիլիցիումի կարբիդը (SiC), որն ունի բազմաթիվ պրոֆիտիպեր իրարից տարբերվող արգելման գոտու լայնությամբ: Սիլիցիում կարբիդը շնորհիվ իր առանձնահատուկ էլեկտրական, քիմիական, մեխանիկական հատկությունների, մեծ տեղ է գրավում կիսահաղորդչային տեխնիկայում: Այն հատկապես հեռանկարային է բարձր ջերմաստիճանային, բարձր հաճախականային և հզոր էլեկտրոնային սարքերի պատրաստման համար: Մյուս կողմից SiC կերամիկական ունի բազմաբյուրեղ կիսահաղորդչի հատկություններ և կարող է օգտագործվել որպես բարձր ջերմաստիճանային ջերմադիմադրություն և կարող է օպտիկական և ռադիացիոն սենսոր, ջերմային մարտկոց և այլն: Կերամիկական կիսահաղորդիչների էլեկտրական հատկությունները կախված են նրանց միկրոկառուցվածքից, հիմնականում առանձին հատիկների չափսերից, նրանց մակերևութային վիճակից, հատիկների անցման սահմանում մեկուսիչ շերտերի և թակարդների առկայությունից, ինչպես նաև հատիկների լեգիրացման աստիճանից, որոնք իրենց հերթին կախված են կերամիկայի ձևավորման տեխնոլոգիական եղանակներից և ռեժիմներից:

Մշակվել է SiC հիմքով կերամիկական նմուշների պատրաստման տեխնոլոգիան: Ընդ որում, տեխնոլոգիական գործընթացում սինթեզման դասական եղանակը փոխարինվել է նոր արդյունավետ եղանակով՝ ինքնատարածվող բարձրջերմաստիճանային սինթեզով (ԻԲՄ): Նյութերի սինթեզման ԻԲՄ տեխնոլոգիան ունի մի շարք էական առավելություններ դասականի համեմատ. սինթեզվող նյութի ցածր ինքնարժեք, պրոցեսի կազմակերպման պարզություն, անվտանգություն, էկոլոգիական մաքրություն և այլն: ԻԲՄ տեխնոլոգիայով սինթեզված նյութերի միջհատիկային և ներհատիկային կառուցվածքի հետազոտությունները ցույց են տվել, որ ստացված փոշենյութը պարունակում է նանոհատիկներ: Փոշենյութի հատիկային բաշխվածությունը (ցրվածությունը) կախված է սինթեզման ռեժիմներից, հատկապես առավելագույն ջերմաստիճանից և պրոցեսի տևողությունից (այդուհանդերձ տարածման արագությունից): Փորձնական արդյունքներն ու քննարկումը

Թերմոդինամիկական հաշվարկները ցույց են տալիս, որ SiC կարելի է ստանալ բարձրջերմաստիճանային ինքնատարածվող սինթեզով (ԻԲՍ), որպես վառելիք օգտագործելով միայն C: Մինչ այժմ դիտարկվել են



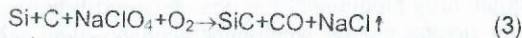
համակարգերը, որտեղ ռեակցիայի էկզոթերմիկական ապահովվում է հիմնականում Al-ի օքսիդացման հաշվին: Սակայն Al-ի օգտագործումը բերում է ստացված արտադրանքի ինքնարժեքի մեծացմանը: Բացի այդ, սինթեզից հետո հարկավոր է նպատակային նյութից առանձնացնել  $\text{Al}_2\text{O}_3$ -ը, որը լրացուցիչ տեխնոլոգիական փուլ է հանդիսանում:

Այրման  $T_u$  ջերմաստիճանը կարելի որոշել հետևյալ արտահայտությունից՝

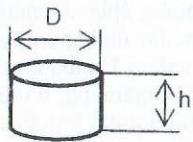
$$T_u = T_0 + \frac{Q - \gamma L}{C} \quad (2)$$

որտեղ  $\bar{C}$ -ն  $T_0$ - $T_u$  ջերմաստիճանային միջակայքում համակարգի միջին ջերմակալունողականությունն է,  $\gamma$ -ն հեղուկ ֆազի մասնաբաժինն է, L-ը հալման տեսակարար ջերմությունը:

Հայտնի է, որ  $\beta$ -SiC ձևավորվում է  $1500^\circ\text{C}$ -ից բարձր ջերմաստիճանների դեպքում: Վերը բերված բանաձևի օգնությամբ պարզվել է, որ սինթեզման համար բավարար պայման հնարավոր է ապահովել առանց Al-ի օգտագործման, եթե բովախառնուրդում C-ի պարունակությունը գերազանցի 30%-ը: Փորձի ընթացքում պարզվել է, որ C-ի այրումից անջատված CO գազը խոչնդոտում է արտաքինից դեպի բովախառնուրդի խորքը թթվածնի ներթափանցմանը, որի հետևանքով տեղի է ունենում C-ի թերայրում: Այդ պատճառով արտաքին թթվածնի աղբյուրը մասամբ փոխարինվել է ներքինով, այսինքն բովախառնուրդին ավելացվել է  $\text{NaClO}_4$ : Անց է կացվել ԻԲՍ



համակարգում: Երբ վառելիքի բանակը կազմում է 40%,  $T_u$  ջերմաստիճանը գերազանցում է  $1800^\circ\text{C}$ -ը, ինչը բավարարում է SiC-ի սինթեզման համար:



Նկ.1

ԻԲՍ-ի արդյունքում ստացված նյութը թաց վիճակում մանրացվել է ca. 1-1 մկրոնային աղացով, որի արդյունքում ստացվել է 10 մկմ-ից փոքր հատիկներով փոշե-նյութ: Ստացված փոշենյութին ավելացվել է 7-40% Ge-ի փոշի: SiC/Ge-ի փորձանմուշ ստանալու համար մանրացված փոշենյութին ավելացվել է պլաստիֆիկատոր, տվյալ դեպքում 15-20% պոլիվինիլային սպիրտի 10%-ոց լու-

ծույթ: Որից հետո, LITOSTROJ մամլիչի օգնությամբ,  $10000 \text{ կգ/սմ}^2$  ճնշման տակ մամլվել է զլանածն  $6 \times 5$  (Dxh) ձևաչափով նմուշներ (Նկ.1): Նախքան թրծելը, ճաքերից և շերտավորումներից խուսափելու համար, նմուշները չորացվել են  $300$ - $400^\circ\text{C}$  ջերմաստիճանի տակ, 1 ժ. ընթացքում: Թրծումն անց է կացվել հնոցային վառարանում  $800^\circ\text{C}$  ջերմաստիճանի տակ, 1,8 ժ. ընթացքում: Մեխանիկական մշակումից հետո, նմուշների երկու կողմերում նստեցվել են Օհմ-ական կոնտակտներ:

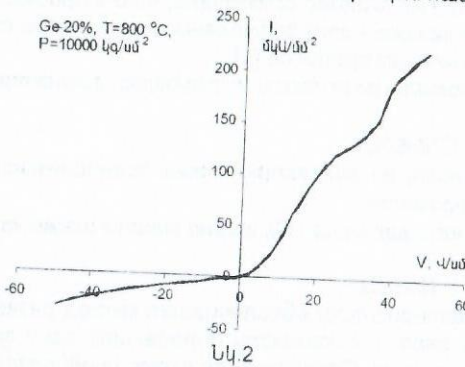
Սենյակային ջերմաստիճանում ուսումնասիրությունները ցույց են տվել, որ ուղիղ և հակառակ լարումների դեպքում ՎԱԲ-ն ունի ոչ գծային տեսք (Նկ.2): Համակարգում Ge-ի ավելցուկը բերում է հաղորդականության և ՎԱԲ-ի սիմետրիայի մեծացմանը, միաժամանակ ցածր լարումների դեպքում (Վ/սմ) նկատվում են բա-

ցասական դիմադրության տեղամասեր:

Սեփական տիպի, մաքուր սիլիցիում կարբիդ կարելի է ստանալ  $\text{Si} + \text{C} \rightarrow \text{SiC}$

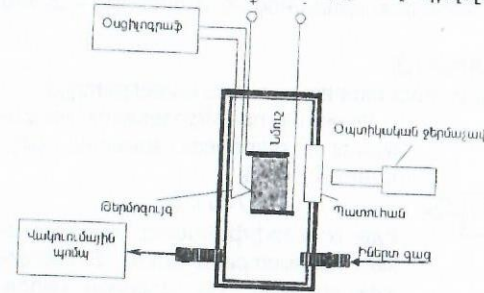
(4)

համակարգում: Սակայն այս համակարգի էկզոթերմիկական չի բավարարում պրոցեսի ինքնակամ ընթանալու համար: Դրա համար համա կարգին տրվում է լրացուցիչ



Նկ.2

պատրաստված մամլվածքները տեղադրվել են



Նկ.3

քում առաջանում են նաև հատիկներ, ինչի շնորհիվ նմուշները ունեն հետաքրքիր I-V բնութագրեր: Բացի այդ պարզվել է, որ նմուշներն ունեն սենսորային հատկություններ (հատկապես խոնավության նկատմամբ), որը կարևոր գործնական նշանակություն ունի:

### Գրականություն

1. Martensson E., Gafvert U. and Onneby. C // J. of Applied Physics. -2001. -V.90, N.6. -P. 2870- 2878.
2. Casady J. B. and Johnson R. W. Status of Silicon Carbide as a Wide-Bandgap Semiconductor For High-Temperature Applications. Sol. St. Electron -1996, 39(1).-P. 1409-1422.
3. Geguzin Y. E. Physics of sintering.-M. :Nauka, 1984.
4. Авакян П.Б., Нерсисян М.Д., Абовян Г.В., Есаян С.Ж., Боровинская И.П., Мерджанов А.Г. Способ получения порошкообразного неорганического материала. Патент РФ. N 2002591, 1993.
5. Ормонт Б.Ф. Введение в физическую химию и кристаллохимию полупроводников. - М.: Высшая школа, 1982.

## УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВЛАЖНОСТИ КЕРАМИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

К. Мирзабекян

Качество и свойства большинства керамических материалов во многом определяются наличием в них влаги. Необходимо отметить, что в производстве керамических изделий самое важное - это соблюдение постоянной оптимальной влажности в технологическом процессе [1].

Наиболее целесообразно определить влажность с помощью диэлектрической проницаемости

$$C = \epsilon_0 \epsilon / A,$$

где  $\epsilon_0$  - диэлектрическая постоянная;  $\epsilon$  - диэлектрическая проницаемость материала;  $A$  - геометрический параметр.

Измеряя емкость конденсаторного датчика ( $C$ ), можно найти влажность ( $W$ ) в материале:

$$W = f(C).$$

Хорошие метрологические характеристики обеспечивает метод развертывающего преобразования, что дает возможность определить одну составляющую комплексного сопротивления. Структурная схема преобразователя приведена на рис. 1.

Если преобразуемый параметр является величиной  $X$ , а опорный -  $Z$ , то реализуется линейная функция:

$$A = \tau X / Z,$$

где  $A$  - информативный параметр;  $\tau$  - постоянная времени интегратора.

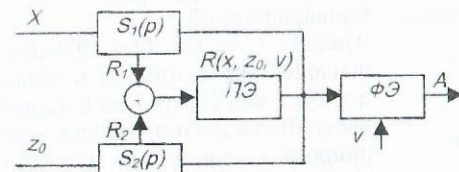


Рис. 1. Структурная схема развертывающего преобразования

Для измерения емкости датчика влажности использовался вторичный преобразователь, который должен обеспечить инвариантность преобразования дополнительных параметров электрической схемы замещения датчика, прежде всего сопротивления утечки  $R_y$ . Для обеспечения инвариантности нами разработана схема измерения с использованием параллельной цепи обработки выходного сигнала.

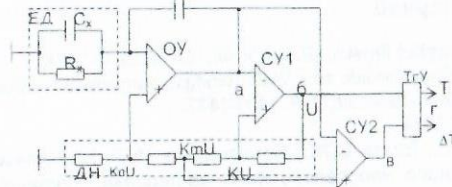


Рис. 2. Структурная схема преобразователя

Функция преобразования напряжения в интервал времени получается в виде

$$\Delta T = \alpha T U_x / U_0,$$

где  $\alpha$  - коэффициент, определяемый параметрами схемы;  $T$  - интервал времени;  $U_0$  - опорное напряжение;  $U_x$  - преобразуемое напряжение.

На рис. 2 приведена схема преобразователя. Емкостной датчик, представленный двухэлементной параллельной схемой замещения ( $R_x, C_x$ ), подключается к входу операционного усилителя  $OY$ , охваченного емкостной отрицательной обратной связью через опорный конденсатор  $C_0$ .

При обработке выходного сигнала усилителя  $OY$ , несущего информацию о значениях емкости и сопротивления утечки, используются идентичные сравнивающие устройства  $CY1, CY2$ . Уровни их сравнения, формируемые из выходного напряжения  $\pm U$  устройства  $CY1$  с помощью делителя напряжения  $\Delta H$ , различны и равны соответственно  $\pm kU$  и  $\pm kmU$  ( $k, m = const$ ). Из того же напряжения формируется входное напряжение усилителя  $OY$ , равное  $\pm knU$  ( $n = const$ ). Преобразователь работает в автоколебательном режиме.

Из анализа работы схемы следует, что для моментов 1 (рис. 3) срабатывания устройства  $CY1$  справедливо следующее равенство:

$$knU[1 + (C_x/C_0)] + T/(2C_0R_y) = kU. \quad (1)$$

В течение каждого полупериода колебаний в моменты 2 (рис. 3) равенства напряжений на входах устройства  $CY2$  его выходное напряжение меняет знак на противоположный. Интервал  $\Delta T$  между срабатываниями устройств  $CY2$  и  $CY1$  определяется из соотношения:

$$kmU + knU\Delta T/(C_0R_y) = kU. \quad (2)$$

Решая совместно выражения (1) и (2), получаем

$$T/(2\Delta T) = n/(1-m) \{ (1-n)/n - C_x/C_0 \}.$$

Если учесть, что

$$C_x = C_{ном} \pm \Delta C,$$

где  $\Delta C$  - изменение емкости датчика под воздействием измеряемой величины, а также задать  $C_0 = C_{ном}$ , то получим

$$T/(2\Delta T) = k_1 [k_2 \pm (\Delta C/C_{ном})],$$

где  $k_1 = n/(1-m)$ ,  $k_2 = (1-2n)/n$  - безразмерные постоянные.

Стабильность схемы определяется стабильностью коэффициентов деления  $\Delta H$  и может быть легко обеспечена. При  $m=2n$  и нулевом относительном изменении емкости датчика  $\Delta C/C_{ном} = 0$ ,  $T/2\Delta T = 1$ .

Для длительности импульсов  $T$  ( $T = 2 \cdot C_0 \cdot R_y \cdot (1/n - C_x/C_0 - 1)$ ) и  $\Delta T$  ( $\Delta T = (C_0 \cdot R_y \cdot (1-m))/n$ ) при опорном конденсаторе  $C_0 = 250,0$  нФ, полученные значения соотношения  $T/\Delta T$  приведены в таблице.

$\Delta C, \text{нФ}$	0	5	10	20	50	100	150	200	250
$T/\Delta T$	2,0	2,98	3,96	5,92	11,8	21,6	31,4	41,2	51,0

Таким образом, описанная схема обеспечивает полную независимость результата преобразования от значений  $R_y$  при весьма простой схемной реализа-



Рис. 3. Временные диаграммы выходных напряжений: а - операционного усилителя  $OY$ ; б - сравнивающего устройства  $CY1$ ; в - сравнивающего устройства  $CY2$ ; г - триггерного устройства  $TrY$

цш. Основная погрешность преобразования не превышает 0,2 %, время преобразования - не более 10 мс.

Литература

1. Берлинер М.А. Измерения влажности. -М.: Энергия, 1973.
2. Мартяшин А.И. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения. -М.: Энергия, 1976.

ՄԻԿՐՈՎՈՆՏՐՈՆԵՐՆԵՐԻ ՈՒՍՈՒՄՆԱՍԻՐՄԱՆ «AVR SIMULATION DEMO» ԻՆՏԵՐԱԿՏԻՎ ՉԱՍՎԱՐԳ

Ս. Մուրադյան, Ա. Գասպարյան

Աշխատանքի նպատակը: Օգտագործելով համակարգչի մուլտիմեդիային հնարավորությունները, մշակել աշխատանքային ծրագրային փաթեթ, որը կիրառործի ուսումնամեթոդական ֆունկցիաներ. կատակերի ATME1 ֆիրմայի AT90 ընտանիքին պատկանող միկրոկոնտրոլերի ճարտարապետությունը [1], նրա առանձին հանգույցները և ինտերակտիվ ռեժիմում կղեկավարի նրանց՝ անհմացիոն կերպով ցուցադրելով աշխատանքի ողջ գործընթացը:

Ստացված արդյունքները: Մշակված AVR Simulation Demo ծրագրային փաթեթը բաղկացած է 6 մասից: Առաջին մասը նվիրված է (AT90S8535) [1] միկրոկոնտրոլերի ընդհանուր ճարտարապետությանը և հնարավորություն է տալիս կիրառողին ծանոթանալ միկրոկոնտրոլերի բոլոր հանգույցների ֆունկցիոնալ առանձնահատկություններին: Բացի դրանից, այն հանդիսանում է ուղղեցույց մանրամասն արտապատկերվող հինգ հանգույցների անհմացիոն ծրագրերին, որոնցից յուրաքանչյուրը արտապատկերում է համապատասխան հանգույցի կառուցվածքը և հնարավորություն է տալիս ինտերակտիվ ռեժիմում ղեկավարել տվյալ հանգույցը, փոփոխելով նրա ռեժիմները ղեկավարող դրոշների միջոցով և արտապատկերելով հանգույցում կատարվող բոլոր պրոցեսները: Ազդանշանների ակտիվությունը արտահայտվում է նրանց գծերի գունափոխության միջոցով, իսկ ղեկավարվող էլեմենտի համապատասխան գործողությունը ցուցադրվում է տեքստով, կամ շարժվող պատկերով և այլն: Ծրագիրը հնարավորություն է տալիս նաև կանգնեցնել հանգույցի աշխատանքը, վերամեկնարկել այն, փոփոխել ռեգիստրների պարունակությունը, տակտային հաճախականությունները և այլն:

Քանի որ դիտարկվող հինգ հանգույցները ունեն տարբեր ֆունկցիաներ և տարբեր աշխատանքի սկզբունքներ, ամեն մի հանգույցի համար թե ղեկավարումը, թե արտապատկերման սկզբունքները տարբեր են:

Սակայն, նյութը ուսանողներին մատչելի դարձնելու նպատակով, մշակված է համընդհանուր ինտերֆեյս, որն ունի ղեկավարող հետևյալ ստեղծները՝ START TEST, STOP, CONTINUE: Ստանդարտ տեսք ունեն նաև բոլոր ղեկավարող ռեգիստրները:

Ծրագրի ինտերֆեյսը բաղկացած է 4 հիմնական մասերից.

1. հրամանների ցուցակ (menu), որը բաղկացած է՝ view - ընդհանուր տիպի, edit - միկրոկոնտրոլերի բաղադրիչների հետ աշխատանքի, help - տեղեկատվության տեսքով օգնություն ստանալու, close - ծրագիրը փակելու հրամաններից,

2. վիճակի հարթակից (status bar),
3. միկրոկոնտրոլերի կառուցվածքը արտապատկերող պատուհանից,
4. բացատրությունների պատուհաններից:

Ընդհանուր տիպի (view) հրամանները հետևյալն են. fullscreen on/off հրամանը թույլ է տալիս օգտագործողին փոխանցատել ծրագիրը ամբողջ էկրանով աշխատելու ռեժիմից՝ առանձին պատուհանի ռեժիմի: status bar on/off հրամանը թույլ է տալիս փակել և բացել "վիճակի հարթակը": description on/off հրամանի օգնությամբ կարելի է փակել և բացել տվյալ հանգույցը բացատրող տեքստային պատուհանը:

Չանգույցի հետ աշխատող հրամանները սահմանափակվում են նրա դիտման հաջորդականության հիշմամբ և նրա կառավարումով: undo հրամանը հնարավորություն է տալիս վերադարձնալ նախորդ քայլին: redo հրամանը հետ է բերում վերադարձված գործողությունը: Եթե ոչ մի գործողություն չի վերադարձվել, ապա այս հրամանը ակտիվ չէ:

Օգնության ցուցակում օգտագործողը կգտնի երկու հրաման. how to work հրամանը կբացի մի տեսակի պատուհան, որտեղ կարելի է ծանոթանալ այս ծրագրի նպատակին, և նրա հետ աշխատելու հիմնական գործողություններին:

about authors հրամանը կբացի ևս մեկ պատուհան, որտեղից կարելի է ստանալ այս ծրագիրը նախագծողների մասին՝ կարճ տեղեկատվություն: Ծրագիրը փակելու հրամանի կոճակը չունի ենթացուցակ և այն սեղմելիս օգտագործողը պարզապես կփակի ծրագիրը:

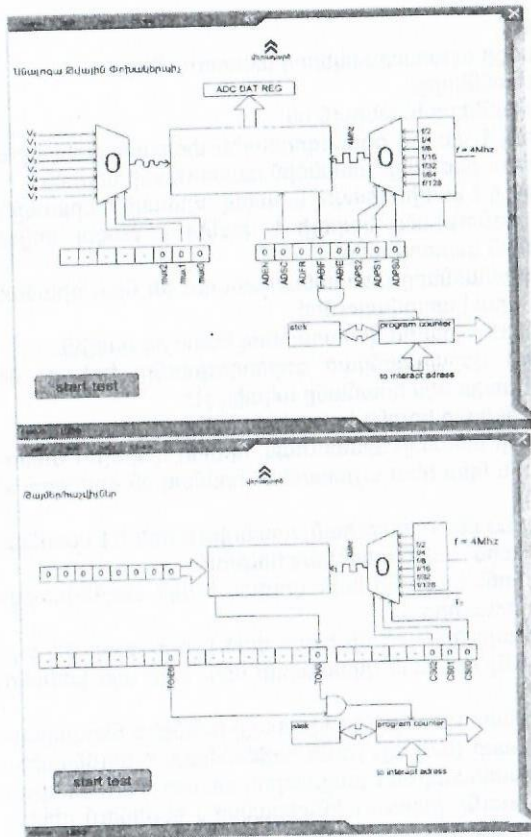
Վիճակի հարթակը (status bar) այս ծրագրի մի հավելված է, որը օգնում է օգտագործողին կողմնորոշվել, թե ինչ հրաման կկատարվի այս, կամ այն կոճակը սեղմելիս:

Միկրոկոնտրոլերի ճարտարապետության բոլոր բլոկները իրենցից ներկայացնում են կոճակներ, որոնցից մի մասը (կանաչ) չունի մանրամասն ուսումնասիրման հնարավորությունը և սահմանափակվում է բացատրող պատուհանի նկարագրումով: Կարմիր բլոկի ընտրությունը բերում է ինտերակտիվ ռեժիմում ղեկավարվող հանգույցի կառուցվածքի պատուհանի կանչին, որում հնարավորություն է ստեղծված մկնիկի միջոցով ընտրել կամայական դրոշը և փոփոխել նրա վիճակը: Չարմարության համար հնարավորություն է ստեղծված այս ռեգիստրների ղեկավարման վահանակը կանչել, փակել, տեղաշարժել ըստ կիրառողի պահանջի:

- Ծրագրի կողմից արտապատկերվող հանգույցները հետևյալն են՝
1. ADC (անալոգա-թվային փոխակերպիչ)
  2. Timer/Counter (թայմեր/հաշվիչ)
  3. ACom (անալոգային կոմպարատոր, համեմատիչ)
  4. Port (մուտքի/ելքի կայան)

Անալոգա-թվային փոխակերպիչի և թայմեր/հաշվիչի պատուհանների տեսքը մեկնարկային վիճակում բերված է նկարում:

Եզրակացություն: Մշակված ծրագիրը ինտերակտիվ ռեժիմում աշխատող ցուցադրական ուսումնական ձեռնարկ է, որը մանրամասնորեն արտահայտում է AVR 90 ընտանիքի միկրոկոնտրոլերների ճարտարապետությունը, AT90S8535 Անալոգա-թվային փոխակերպիչ (ԱԹՓ) պարունակող միկրոկոնտրոլերի հիման վրա: Տրվում են միկրոկոնտրոլերի բաղադրամասերը և նրանց կապերը, միկրո-



Նկ.1. Անալոգա-թվային փոխակերպիչի և թայմեր/հաշվիչի պատուհանների սկզբնական տեսքերը

Գրականություն

- 1.8-bit AVR microcontrollers AT904436, AT90LS4434, AT90S8535, AT90LS8535. Preliminary. Atmel Corporation. 1999.
2. Robert Reinhardt, Joey Lott. Flash MX 2004 ActionScript Bible, Wiley Publishing, Inc. 2004.

կանտրոլերի ընդհանուր բնութագրերը, ամեն մի համգույցի առանձին ֆունկցիոնալ բնութագրերը, և հինգ առանձին ամենակարևոր ապարատային համգույցների կառուցվածքները, աշխատանքի պրոցեսի արտապատկերումը անհմացիոն ռեժիմում, նրանց ղեկավարման և կենտրոնական պրոցեսորի հետ համագործակցության միջոցները, որոնք կարող են ղեկավարվել ուսանողի կողմից՝ մշակված հարմարավետ ինտերֆեյսի միջոցով:

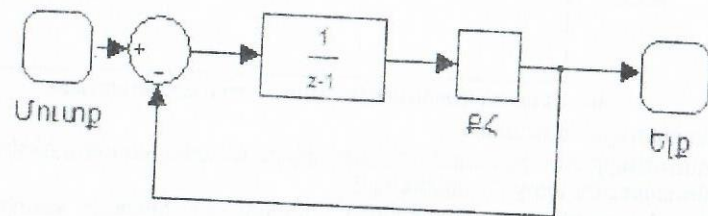
Ծրագիրը մշակվել է Flash MX 2004 Professional փաթեթի [2] միջոցով, PC համակարգով և նախատեսված է Մ և ԿԲՍ սեկտորում անցկացվող "Միկրոպրոցեսորային համակարգեր" և "Կենսաբժշկական էլեկտրոնիկա և միկրոպրոցեսորներ -2" դասընթացներում կիրառման համար:

ՍԻԳՄԱ - ԴԵԼՏԱ ՍՈՂՈՒԼԱՐԱՐՆԵՐԻ ԴՅՏԱԶՈՏՈՒՄԸ

4. Սովսխյան, Դ. Շաղգամյան

Վերջին տասնամյակում աուդիո և վիդեո ինֆորմացիայի թվային մշակման համակարգերում լայն տարածում ստացան սիգմա-դելտա մոդուլացման հիման վրա կառուցված կերպափոխիչները: Սիգմա-դելտա մոդուլարարներով կերպափոխիչները պատկանում են գերընդհատացման սկզբունքով և հետադարձ կապի կիրառմամբ կերպափոխիչների դասին, որտեղ գերընդհատացման շնորհիվ աղմուկը ճնշվում է ազդանշանի սպեկտրում, իսկ հետադարձ կապի շնորհիվ աղմուկի հզորության սպեկտրը տեղաշարժվում է բարձր հաճախային տիրույթ: Այս երևույթն անվանում են *աղմուկի հղկում*:

Այս կերպափոխիչների հիմնական հանգույցը մոդուլարարն է, որը մուտքային բարձր կարգայնության և ցածր հաճախության ազդանշանների հաջորդականությունը ձևափոխում է ավելի ցածր կարգայնության և շատ անգամ բարձր հաճախության տվյալ-բիթերի հաջորդականության: Կարգերի թվի կրճատման հետևանքով առաջացած սխալը (աղմուկը) ճնշվում է օգտակար ազդանշանի սպեկտրում գերընդհատացման շնորհիվ և ենթարկվում *հղկման (զտման)*: Ակնհայտ է, որ որքան փոքր լինի բիթերի քանակի կրճատումը, այնքան մեծ կլինի մոդուլարարի ելքում *ազդանշան/աղմուկ հարաբերությունը*: Պարզագույն սիգմա-դելտա մոդուլարարի սխեման բերված է նկ. 1-ում:



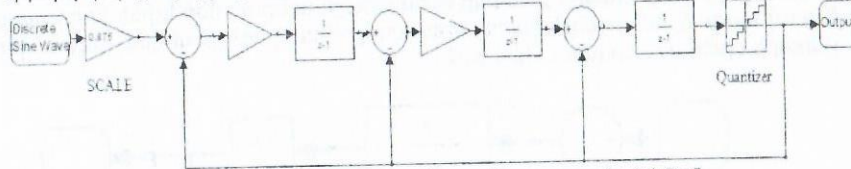
Նկ.1. Առաջին կարգի դելտա-սիգմա մոդուլարարի սխեման

Սոդուլարարն աշխատում է մուտքային ազդանշանի ընդհատացման հաճախությանը բազմապատիկ հաճախությամբ, որի հետևանքով միևնույն մակարդակից վերցվում են գերընդհատացման գործակցին հավասար թվով հաշվանքներ: Յուրաքանչյուր տակտում մուտքային ազդանշանից հանվում է նախորդ տակտին համապատասխան ելքային ազդանշանը և տարբերությունային ազդանշանը, թվային զտիչով անցնելով, մտնում է թվանտացմող հանգույց (ԲԿ): ԲԿ-ի ելքում ստացվում է մուտքային ազդանշանին ամենամոտ ընդհատ արժեք, որը, նաև, մոդուլարարի ելքն է և հետադարձ կապի միջոցով տրվում է ԲԿ-ին ու հանվում է հաջորդ տակտում մոդուլարարի մուտքային ազդանշանից: Արդյունքում սիգմա-դելտա մոդուլարարի ելքում ստացվում են բարձր հաճախության ընդհատ մակարդակներ, որոնց միջին արժեքը համապատասխանում է մուտքային ազդանշանի մակարդակին: Հետադարձ կապի շնորհիվ սիգմա-դելտա մոդուլարարի թվային զտիչը աղմուկի համար դառնում է բարձր հաճախային զտիչ, իսկ մուտքային ազդանշանի սպեկտրը չի կրում որևէ փոփոխություն:

Սոդուլարարի ամենակարևոր որակական հատկանիշը *ազդանշան/աղմուկ հարաբերության (SNR)* բարձր արժեքն է, ինչն ապահովելու համար անհրաժեշտ

է մեծացնել գերընդհատացման գործակիցը(OSR), քվանտացման մակարդակների թիվը, մոդուլարարի կարգը [1]: Մոդուլարարի կարգի մեծացումը դժվարացնում է կալուսության ապահովումը: Այդ պատճառով գործնականում հինգից բարձր կարգի մոդուլարարներ չեն կիրառվում:

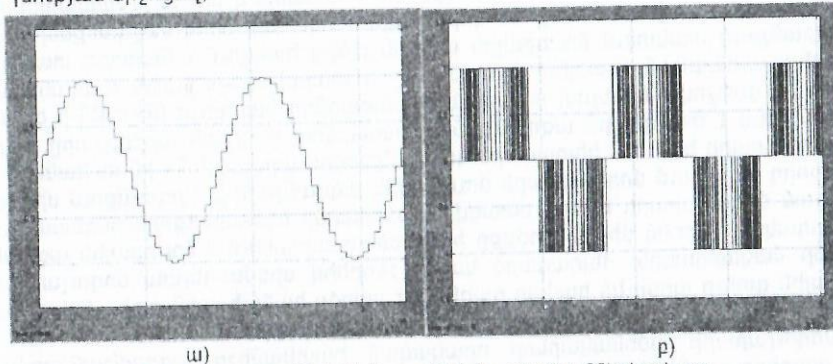
Նշված պարամետրերը փոխկապակցված են, հետևաբար, խնդիր է առաջանում հետազոտել այդ փոխկապակցվածությունները և արդյունքում ընտրել տեխնիկական պահանջները բավարարող օպտիմալ սխեմատեխնիկական լուծում: Ներկայումս, ամենալայն տարածում են ստացել երրորդ և չորրորդ կարգի սիգմա-դելտա մոդուլարարները, որոնց միջոցով ստացվող SNR-ի արժեքները բավարարում են ներկայացվող պահանջներին [2]: Աշխատանքում հետազոտվել են երրորդ կարգի սիգմա-դելտա մոդուլարարներ(սխեման բերված է նկ. 2-ում) քվանտացման մակարդակների և գերընդհատացման գործակցի տարբեր արժեքների դեպքում: Սխեման մոդելավորվել է MATLAB 7.0 ծրագրային գործիքով: Չետազոտության արդյունքները բերված են կորերի տեսքով, որոնք արտահայտում են SNR-ի կախվածությունը գերընդհատացման գործակցից (OSR՝ քվանտացման մակարդակների տարբեր քվերի(QLev) դեպքում (նկ.4): Քվանտացման աղմուկը հղկվում է երրորդ կարգի գտիչով, որի շնորհիվ ստացվում են SNR-ի մեծ արժեքներ:



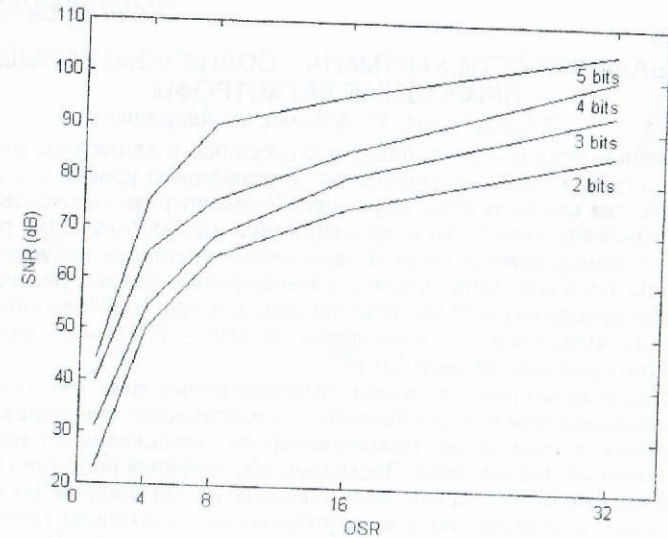
Նկ. 2. Երրորդ կարգի սիգմա-դելտա մոդուլարարի սխեման

Չետազոտության ժամանակ՝

- մոդուլարարի մուտքին տրվել են նորմավորված անալիտուդով ընդհատացված սինուսոիդային ազդանշաններ(նկ.3),
- գերընդհատացման գործակիցները վերցվել են երկուսի աստիճաններով տակտային ազդանշանների գեներատորների սխեմաները պարզեցնելու նպատակով,
- սպեկտրային անալիզը իրականացվել է 2048 կետով Ֆուրյեի արագ ձևափոխության միջոցով,



Նկ.3. Մուտքային (ա) և ելքային (բ) ազդանշանների տեսքը



Նկ. 4. Երրորդ կարգի սիգմա-դելտա մոդուլարարի բնութագրերը

Գրականություն

1. Shahriar Rabii, Bruce A. Wooley, The Design of Low-Voltage, Low-Power Sigma-Delta Modulators //John Wiley&Sons. -2003.
2. SIEMENS – E. Bach, Work Package 3 Multibit Oversampling D/A Converters using dynamic element matching methods.