

կլինի ԱՊՓ-ի պտտման անկյան չափման ճշտությունից, որը, օրինակ, 14 կարգի դեպքում ապահովում է բեկման գործակցի 0,007 չափի փոփոխություն. ինչը համապատասխանում է 0,0013 չափով խտության փոփոխությանը: Սարքը աստիճանավորվում է յուրաքանչյուր խառնուրդի համար առանձին և արդյունքը պահվում է հիշողության մեջ:

Այսպիսով, ստեղծված սարքի միջոցով հնարավոր է մեծ ճշտությամբ չափել օպտիկական բախանցիկ լուծույթներում խառնուրդների պարունակության չափը:

Գրականություն

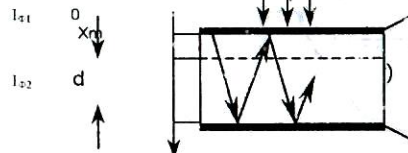
1. E Lentz, R. Wyzgol and B. Schrader " IR-Photometer for the detection of hydrofobic Organic Compounds with Enching Membrans", Journal of Molecular Structure 348 (1995), pp. 163-166 )
2. Ա. Յ. Առաքելյան, Ա. Խ. Խուրդավերդյան և ուրիշներ, ՀՀ արտոնագիր N 697 ՍՍՂՊՑ G 01 N 2100

**ԵՐԿԱՐԳԵԼՔԱՅԻՆ ՖՈՏՈՐԵՆՂՈՒՆԻԶԱՅԻՆ ԿԱՌՈՒՑՎԱԾՔՆԵՐԻ ՍՊԵԿՏՐԱՅԻՆ ԲՆՈՒԹԱՎՐԵՐԻ ՎՐԱ ՖՈՏՈԵՄԻՍԻՈՆ ՀՈՍԱԼՔԻ ԱՉԴԵՑՈՒԹՅԱՆ ՈՒՍՈՒՄՆԱՍԻՐՈՒՄԸ**

Հ. Դարությունյան

Սի շարք գիտատեխնիկական խնդիրներ լուծելիս անհրաժեշտ է ունենալ բարձր զգայունության, արագագործ ֆոտոընդունիչային կառուցվածքներ: Ժամանակակից տեխնոլոգիան հնարավորություն է տալիս ստանալ պարամետրերի մաքսիմում արժեքով ֆոտոընդունիչներ: Հետագա կատարելագործումը պայմանավորված է նոր նյութերի, կառուցվածքների օգտագործմամբ և ֆունկցիոնալ նոր հնարավորությունների հայտնաբերմամբ: Սեր կողմից ուսումնասիրվող սիլիցիդ-սիլիցիոն-սիլիցիդ բարակ բազայով (1 մկմ) ֆոտոընդունիչային կառուցվածքները շահեկանորեն տարբերվում են տրադիցիոն ֆոտոընդունիչներից իրենց բազմաֆունկցիոնալությամբ: Նրանցում հնարավոր է արտաքին լարմամբ դեկավարել ֆոտոզգայունությունը և ֆոտոհոսանքի նշանափոխման կետի արտաքին լարումից կախվածության շնորհիվ սարքը օգտագործել որպես զրո համախալանաչափ [1]:

Սույն աշխատանքում առաջին անգամ հետազոտվում է կոնտակտից ֆոտոէմիսիայի ազդեցությունը նշված կառուցվածքների սպեկտրալ բնութագրերի վրա: Նկար 1-ում սխեմատիկորեն պատկերված է ֆոտոընդունիչային կառուցվածքը, որտեղ 1 և 2-ը միմյանց



Նկար 1. Ֆոտոընդունիչի սխեմատիկ կառուցվածք

հակառակ ուղղված սիլիցիդային պոտենցիալ արգելքներն են, որոնց ծավալային լիցքերով շերտերը բազայում խառնուրդների խտության համապատասխան արժեքների դեպքում ամբողջությամբ գրավում են այն:  $I_0$  ինտենսիվությամբ ճառագայթը ընկնում է առաջին կիսաթափանցիկ սիլիցիդային արգելքի միջով, և կառուցվածքում բազմակի կլանումների և անդրադարձումների հետևանքով ինդուկտվում են  $I_{\Phi 1}$  և նրան հակառակ ուղղված  $I_{\Phi 2}$  և  $I_{\Phi 2}'$  ֆոտոհոսանքները: Այսինքն կառուցվածքում արդյունադար ֆոտոհոսանքը հավասար է.

$$I_{\Phi} = I_{\Phi 1} - I_{\Phi 2} - I_{\Phi 2}' \quad (1)$$

որտեղ  $I_{\Phi 1}$ -ը 0-ից  $X_1$  հատվածում,  $I_{\Phi 2}$ -ը  $X_1$ -ից  $d$  հատվածում ինդուկտված ֆոտոհոսանքներն են, իսկ  $I_{\Phi 2}'$ -ը թիկունքային սիլիցիդային շերտում ճառագայթի կլանումից առաջացած ֆոտոէմիսիոն ֆոտոհոսանքն է: Նախորդ աշխատանքներից հայտնի է  $I_{\Phi 1}$  և  $I_{\Phi 2}$  ֆոտոհոսանքների տարբերությունը:

$$I_{\Phi 1} - I_{\Phi 2} = qS \beta I_0 \frac{1 - R_1}{1 - R_1 R_2 e^{-2\alpha d}} \left( 1 + e^{-\alpha d} \right) \left( 1 - R_2 e^{-\alpha d} \right) - 2e^{-\alpha x m} \left( 1 - R_2 e^{-2\alpha(d - x m)} \right) \quad (2)$$

որտեղ  $q$ -ն էլեկտրոնի լիցքն է,  $S$ -ը լուսազգայուն մակերեսն է,  $\beta$ -ն բվանտային ելքը: Ճառագայթը, կլանվելով թիկունքային սիլիցիդային շերտում ( $h\nu > \Psi_{\Phi 2}$ ), գեներացնում է լիցքակիրներ:  $\Psi_{\Phi 2}$  պոտենցիալ արգելքի բարձրությունից մեծ  $E$  էներգիայով օժտված լիցքակիրների էմիսիայի հավանականությունը հավասար է.

$$p(E) = 0.5 \left( 1 - \left( \Psi_{\Phi 2} / E \right)^{1/2} \right) \quad (3)$$

Իսկ բվանտային ելքն իր հերթին տրվում է հետևյալ արտահայտությամբ [2].

$$Y = G(\alpha(\lambda) / 8 \Psi_{\Phi 2}) (h\nu - \Psi_{\Phi 2})^2 / h\nu \quad (4)$$

որտեղ  $G$ -ն ուժեղացման գործակցիցն է և որոշվում է հետևյալ արտահայտությամբ.

$$G = 1 + \left[ k - \exp(L / (\Psi_{\Phi 2} / h\nu))^2 (1 - \exp(L / L)) / (1 - \exp(L / L)) \right] \left( (\Psi_{\Phi 2} / h\nu)^2 \right)^{-1} \quad (5)$$

իսկ

$$k = (L / 2t) \text{Ln}(h\nu / \Psi_{\Phi 2})$$

Սիլիցիդային շերտից էմիսված ընդհանուր ֆոտոհոսանքը ներկայացվում է որպես

$$I_{\Phi 2}' = qSYn \quad (6)$$

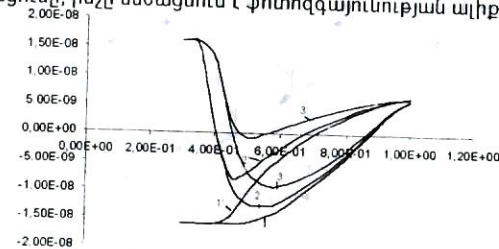
որտեղ  $n$ -ը էմիսված լիցքակիրների թիվն է և հավասար է սիլիցիդային շերտում կլանված ճառագայթների գումարային ինտենսիվության և էմիսիայի հավանականության արտադրյալին: Հետևաբար (6) արտահայտության մեջ տեղադրելով ինտենսիվության գումարային արտահայտությունը կստանանք.

$$I_{\Phi 2}' = qSYP(E) \left[ (1 - R_1)(1 - R_2)e^{-\alpha d} (1 + R_1 R_2 e^{-2\alpha d} + R_1^2 R_2^2 e^{-4\alpha d} + \dots) \right] \quad (7)$$

(2) և (7) արտահայտությունները տեղադրելով (1) արտահայտության մեջ, կառուցվածքի արդյունադար ֆոտոհոսանքի համար կստանանք

$$I_{\Phi} = qSYP(E) \left[ (1 - R_1) \beta / (1 - R_1 R_2 e^{-2\alpha d}) \left( (1 + e^{-\alpha d})(1 - R_2 e^{-\alpha d}) - 2e^{-\alpha x m} (1 - R_2 e^{-2\alpha(d - x m)}) \right) - YP(E) (1 - R_2) e^{-\alpha d} (1 + R_1 R_2 e^{-2\alpha d} + R_1^2 R_2^2 e^{-4\alpha d} + \dots) \right] \quad (8)$$

Նկար 2-ում պատկերված է սպեկտրալ ֆոտոհոսանքը, ֆոտոէմիսիայի առկայության (կոր 1, 2, 3) և բացակայության պայմաններում (կոր 1', 2', 3'): Պարզ երևում է կոնտակտից ֆոտոէմիսիայի պայմաններում ֆոտոհոսանքի կամ կլանման արդյունավետության մեծացումը, ինչը մեծացնում է ֆոտոզգայունության ալիքային միջակայքը:



Նկար 2. Ֆոտոընդունիչի սպեկտրային բնութագիր

Գրականություն

1. S. Kh. Khudaverdyan, G. E. Grigoryan, L. N. Poghosyan. Applied Electromagnetism (Athens-Grigoryan), 2, 43 (1999).
2. Гаспарян Ф. А., Адамьян З. Н., Арупопян В. М. Кремниевые фотоприемники. Ереван: Изд. во Ереванского государственного университета. - 1989, с. 71-75

## Пороговый элемент с управляемой логикой

С. Мкртчян, Э. Джануц

В современной цифровой технике синтез многофункциональных элементов с управляемой логикой имеет важное значение ввиду того, что он открывает путь к построению перестраиваемых вычислительных структур и систем [1]. В данной работе рассматривается этот вопрос на примере функционального порогового элемента (ПЭ), выполняющего переключательную функцию типа "m или более из n" [2].

На рис.1 показана структурная схема ПЭ с управляемой логикой, где  $x_1, x_2, \dots, x_n$  - информационные входы ПЭ;  $y_1, y_2, \dots, y_m$  - управляющие входы, причем  $k = C_n^{m-1}$ , m- порог элемента ( $1 < m \leq n$ ),  $W_i$  - весовые коэффициенты входов. Берем n информационных МЭТ, каждый из которых имеет  $\mathcal{E}_{11} = C_n^{m-1} - C_{n-1}^{m-2}$  эмиттеров, и один опорный МЭТ, который имеет  $\mathcal{E}_0 = C_n^{m-1}$  эмиттеров.

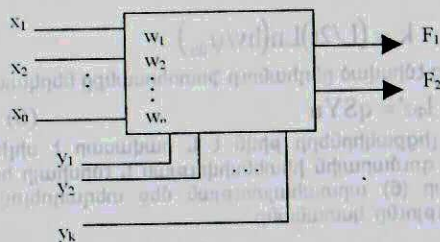


Рис.1 Структурная схема ПЭ с управляемой логикой

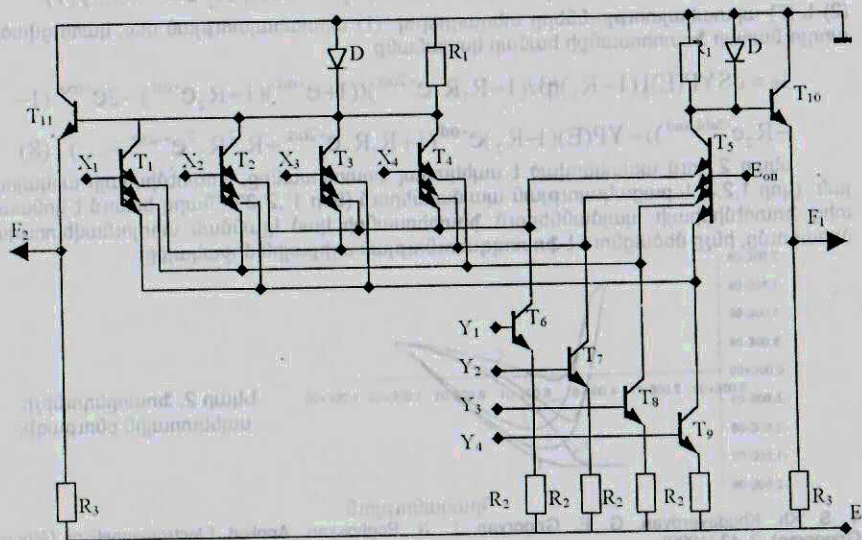


Рис.2 Принципиальная электрическая схема ПЭ с управляемой логикой

Изменение весовых коэффициентов ПЭ приводит к изменению выходных функций  $F_1$  и  $F_2$ . Таким образом, при помощи управляющих сигналов  $y_j$  можно изменить реализуемую элементом логическую функцию.

На рис.2 приведена принципиальная электрическая схема ПЭ с управляемой логикой, где  $E_1 = -5В$ ,  $E_{on} = -1,25В$ . Входные и выходные логические уровни схемы соответствуют стандартным ЭСЛ уровням:  $U^0 = -(1,6 \pm 0,1)В$ ,  $U^1 = -(0,8 \pm 0,1)В$ . Благодаря этому предлагаемая схема может непосредственно сопрягаться с микросхемами серий К500 или К100 (или зарубежными аналогами ECL-100К, ECL-100КН, ECL-10К серий [1]). Уровни сигналов на управляющих входах  $y_j$  отличаются от стандартных: их величины таковы:  $U_y^0 = E_1 = -5В$ ,  $U_y^1 \leq E_{on} - U_{\theta 3} \leq -2В$ . Для управления элементом стандартными уровнями на управляющие входы подключаются преобразователи уровней [3].

Нетрудно заметить, что реализуемую переключательную функцию можно записать в следующем виде:

$$F_1 = x_1 y_1 \vee x_2 y_2 \vee x_3 y_3 \vee x_4 y_4 \vee x_1 x_2 y_1 y_2 \vee x_1 x_3 y_1 y_3 \vee x_1 x_4 y_1 y_4 \vee x_2 x_3 y_2 y_3 \vee x_2 x_4 y_2 y_4 \vee x_3 x_4 y_3 y_4$$

$$F_2 = x_1 (y_2 \vee y_3 \vee y_4) \& x_2 (y_1 \vee y_3 \vee y_4) \& x_3 (y_1 \vee y_2 \vee y_4) \& x_4 (y_1 \vee y_2 \vee y_3)$$

Таким образом, рассматриваемый ПЭ с управляющими входами реализует широкий класс логических функций в зависимости от входных управляющих сигналов. Предложенная электрическая схема ПЭ полностью пригодна для интегрального исполнения и может быть реализована по существующей технологии ЭСЛ ИС.

### Литература

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. М.: Мир, 1998, 704 с.
2. Мкртчян С. О. Проектирование логических устройств ЭВМ на нейронных элементах. М.: Энергия, 1977, 200 с.
3. Мкртчян С.О. Преобразователи уровней логических элементов. М.: Радио и связь, 1982, 64 с.

## Пороговый элемент с управляемой логикой

С. Мкртчян, Э. Джануц

В современной цифровой технике синтез многофункциональных элементов с управляемой логикой имеет важное значение ввиду того, что он открывает путь к построению перестраиваемых вычислительных структур и систем [1]. В данной работе рассматривается этот вопрос на примере функционального порогового элемента (ПЭ), выполняющего переключательную функцию типа "m или более из n" [2].

На рис.1 показана структурная схема ПЭ с управляемой логикой, где  $x_1, x_2, \dots, x_n$  - информационные входы ПЭ;  $y_1, y_2, \dots, y_m$  - управляющие входы, причем  $k = C_n^{m-1}$ , m- порог элемента ( $1 < m \leq n$ ),  $w_i$  - весовые коэффициенты входов. Берем n информационных МЭТ, каждый из которых имеет  $\mathcal{E}_{11} = C_n^{m-1} - C_{n-1}^{m-2}$  эмиттеров, и один опорный МЭТ, который имеет  $\mathcal{E}_0 = C_n^{m-1}$  эмиттеров.

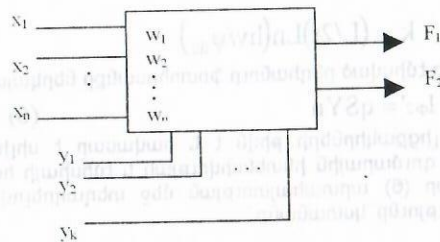


Рис.1 Структурная схема ПЭ с управляемой логикой

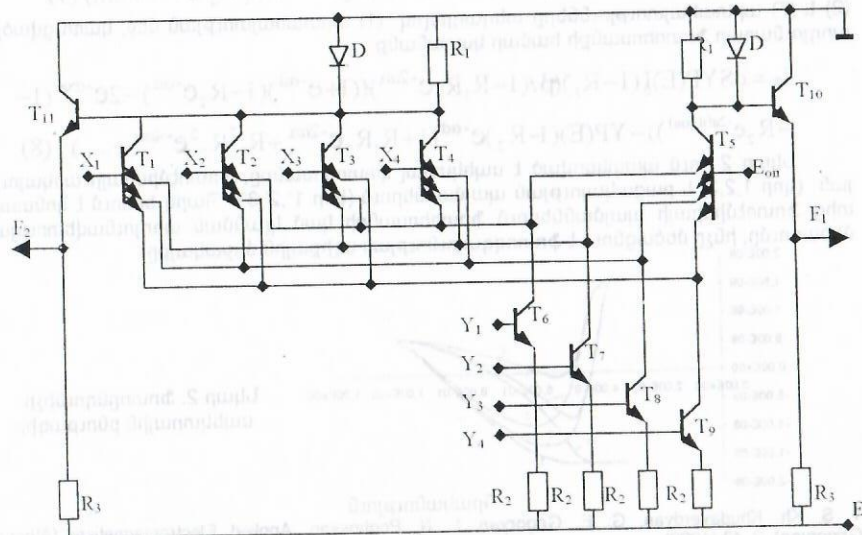


Рис. 2 Принципиальная электрическая схема ПЭ с управляемой логикой

Изменение весовых коэффициентов ПЭ приводит к изменению выходных функций  $F_1$  и  $F_2$ . Таким образом, при помощи управляющих сигналов  $y_j$  можно изменить реализуемую элементом логическую функцию.

На рис.2 приведена принципиальная электрическая схема ПЭ с управляемой логикой, где  $E_1 = -5В$ ,  $E_{он} = -1,25В$ . Входные и выходные логические уровни схемы соответствуют стандартным ЭСЛ уровням:  $U^0 = -(1,6 \pm 0,1)В$ ,  $U^1 = -(0,8 \pm 0,1)В$ . Благодаря этому предлагаемая схема может непосредственно сопрягаться с микросхемами серий К500 или К100 (или зарубежными аналогами ECL-100К, ECL-100КН, ECL-10К серий [1]). Уровни сигналов на управляющих входах  $y_j$  отличаются от стандартных: их величины таковы:  $U_y^0 = E_1 = -5В$ ,  $U_y^1 \leq E_{он} - U_{03} \leq -2В$ . Для управления элементом стандартными уровнями на управляющие входы подключаются преобразователи уровней [3].

Нетрудно заметить, что реализуемую переключательную функцию можно записать в следующем виде:

$$F_1 = x_1 \overline{y_1} \vee x_2 \overline{y_2} \vee x_3 \overline{y_3} \vee x_4 \overline{y_4} \vee x_1 x_2 y_1 y_2 \vee x_1 x_3 y_1 y_3 \vee \\ \vee x_1 x_4 y_1 y_4 \vee x_2 x_3 y_2 y_3 \vee x_2 x_4 y_2 y_4 \vee x_3 x_4 y_3 y_4 \\ F_2 = x_1 (y_2 \vee y_3 \vee y_4) \& x_2 (y_1 \vee y_3 \vee y_4) \& x_3 (y_1 \vee y_2 \vee y_4) \& \\ \& x_4 (y_1 \vee y_2 \vee y_3)$$

Таким образом, рассматриваемый ПЭ с управляющими входами реализует широкий класс логических функций в зависимости от входных управляющих сигналов. Предложенная электрическая схема ПЭ полностью пригодна для интегрального исполнения и может быть реализована по существующей технологии ЭСЛ ИС.

### Литература

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. М.: Мир, 1998, 704 с.
2. Мкртчян С. О. Проектирование логических устройств ЭВМ на нейронных элементах. М.: Энергия, 1977, 200 с.
3. Мкртчян С.О. Преобразователи уровней логических элементов. М.: Радио и связь, 1982, 64 с.

ԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ ԵՎ ՉԱՓԻՉ ՏԵԽՆԻԿԱ

**ԻՆՊՈՒԿՑԻՈՆ ՏԱԲԱՅՄԱՆ ԿԵՐԱՎՓՈՒՄԻՉ ՈՒԹԱՅԻՆ IGBT ՏՐԱՆԶԻԿՏՈՐՆԵՐԻ ՎՐԱ**  
*Գ. Բարեղամյան, Ռ. Գալուստյան*

Ինդուկցիոն տաքացման ասպարեզում էլեկտրատեխնոլոգիական տարբեր տեսակի գործողությունների իրականացման համար մինչև վերջերս գերազանցապես օգտագործվում էին տրիստորային կերպավորիչներ, որոնց ցածր աշխատանքային հաճախության (մինչև մի քանի կՅց) և տիրիստորի ոչ լրիվ կառավարելիության պատճառով չէր հաջողվում ապահովել բարձր ցուցանիշներ: Նոր տեսակի ուժային տրանզիստորների (հատկապես MOSFET և IGBT տեսակների) ի հայտ գալով նպատակահարմար եղավ անցնելու տրանզիստորային կերպավորիչների օգտագործմանը, քանի որ կարելի է աշխատել ավելի բարձր հաճախություններում և, հետևաբար, զգալիորեն փոքրացնել ռեակտիվ տարրերը: Բացի այդ) տրանզիստորների փակման համար հատուկ կոմուտացնող սարքեր չեն պահանջվում փակումը կատարվում է կառավարման ազդանշանով մուտքային շղթայի կողմից: Հետևաբար, տրանզիստորային կերպավորիչները կարող են ապահովել բարձր տեխնիկատեսական ցուցանիշներ և գտնել լայն կիրառություն:

Տվյալ աշխատանքում դիտարկվում է IGBT տրանզիստորների վրա կառուցված բարձրհաճախականային միաֆազ կերպավորիչ «ցանցային ուղղիչ - հարթեցնող ֆիլտր - ռեզոնանսային ինվերտոր - տրանսֆորմատոր - բեռ» կառուցվածքով: Ցանցի լարումն ուղղվում է դիոդային կամրջակով և մասամբ հարթեցվում LC - ֆիլտրով: Ֆիլտրի դրոսելի միացմամբ ապահովվում է հոսանքի անընդհատ ռեժիմ, իսկ ոչ մեծ ունակության կոնդենսատորով ինվերտորի սնման լարման ոչ մեծ բաբախումներ: Ֆիլտրը պարունակում է նաև կերպավորիչի սահուն անջատման շղթա, ուր անջատվելիս ծախսվում է սխեմայի ռեակտիվ տարրերում կուտակված էներգիան:

Ռեզոնանսային ինվերտորը կառուցված է կիսակամրջի սխեմայով, իսկ տրանզիստորային և կոնդենսատորային ֆազերի ընդհանուր կետերի միջև միացված է տրանսֆորմատորը: Տրանսֆորմատորի երկրորդային կողմում միացված է հաջորդական ռեզոնանսային կոնտուրը՝ բաղկացած կոնդենսատորից և ինդուկտորից (բեռից): Ինվերտորի կառավարումը կատարվում է հաճախականա-իմպուլսային մոդուլացման եղանակով կոնտուրի հոսանքի չափված ազդանշանով: Աշխատանքն ընտրված է ռեզոնանսից ցածր հաճախությունների տակ, երբ կոնտուրի բնույթն ունակային է:

Սխեմայում ընթացող երևույթների անալիտիկ հետազոտությունը կատարված է համարժեք սխեմայի օգնությամբ, որտեղ ինվերտորը փոխարինված է ուղղանկյուն տեսքի լարման  $v(t)$  աղբյուրով ( $U_d/2$  ամպլիտուդով,  $U_d$ -ն ուղղված լարման միջին արժեքն է), ինդուկտորը զուգահեռ միացված ակտիվ - ինդուկտիվ շղթայով, իսկ ելքային տրանսֆորմատորը համարվում է իդեալական:

Ռեզոնանսային կոնտուրում տեղի ունեն հարմոնիկ երևույթներ եթե

$$\rho \leq 2R,$$

որտեղ

$$\rho = \sqrt{L/C} = \omega_0 L = 1/\omega_0 C, \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

համապատասխանաբար կոնտուրի ակիբային դիմադրությունն է և ռեզոնանսի հաճախությունը,  $L$ -ը և  $C$ -ն կոնտուրի պարամետրերն են,  $R$ -ը՝ բեռի դիմադրությունն է:

Ստացված են արտահայտություններ սխեմայի տարրերի լարումների և հոսանքների համար, որոնց հիման վրա ձևակերպված է պարամետրերի ընտրության հաջորդականությունը: Մասնավորապես, կոնտուրի տարրերի, տրանզիստորների և բեռի հզորության համար իրավացի են հետևյալ առնչությունները (մեկ կիսապարբերության համար)

$$u_p(\theta) = \frac{U_d}{n} \frac{e^{-\sigma\theta}}{(1-e^{-\sigma\pi})} [-\sigma(1-2e^{-\sigma\pi}) \sin\theta + \cos\theta],$$

$$u_c(\theta) = \frac{U_d}{n} \left\{ \frac{1}{2} - \frac{e^{-\sigma\theta}}{(1-e^{-\sigma\pi})} [-\sigma(1-2e^{-\sigma\pi}) \sin\theta + \cos\theta] \right\},$$

$$P_p = \frac{U_d^2 (1+K_p^2/2) (1+e^{-\sigma\pi}) [1+\sigma^2(1+4e^{-2\sigma\pi})]}{2\pi m^2 \rho (1-e^{-\sigma\pi}) (1+\sigma^2)^{3/2}},$$

$$I_{VT \max} = \frac{U_d (1+K_p) e^{-\sigma\pi/2} [\sigma^2(1-2e^{-\sigma\pi}) - 1]}{n^2 \rho \sqrt{1+\sigma^2} (1-e^{-\sigma\pi})},$$

$$U_{VT \max} = U_d (1+K_p), \quad U_{C \max} = \frac{U_d (1+K_p) (1+e^{-\sigma\pi})}{2n (1-e^{-\sigma\pi})},$$

$$\theta = \omega_0 t \sqrt{1-(\rho/2R)^2}, \quad \sigma = \frac{\rho/2R}{\sqrt{1-(\rho/2R)^2}},$$

որտեղ  $n$  - ը՝ տրանսֆորմացիայի գործակիցն է,  $K_p$  - ը՝ ուղղված լարման բարախման գործակիցը,  $P_p$  - ը՝ բեռի հզորությունը,  $\sigma$  - ն գործակից է:

Ստացված տեսական արդյունքների ստուգման և պարամետրերի լավարկման նպատակով կերպավորիչը մոդելավորվել է «ЭАТРАН» ունիվերսալ համապարզի օգնությամբ: Համակարգչային մոդելի վրա կատարված հետազոտություններն ընդհանուր առմամբ հավաստեցին տեսական արդյունքների իրավացիությունը:

Նախագծված և փորձարկված է նաև միաֆազ 220V/50Յց ցանցից սնվող կերպավորիչի փորձական նմուշ ելքային 1,5 կՎտ հզորության համար, որտեղ կոնտուրի ռեզոնանսի հաճախությունն ընտրված է 40 կՅց, իսկ ինվերտորի աշխատանքային հաճախությունը փոփոխվում է 36...39 կՅց սահմաններում:

**ՉԳՄԱՆ ՈՒԺԻ ԵՐԿՉԱՓԱՆԻ ՁԵՎԱՓՈՒՄԻՉՆԵՐԻ ՈՒՍՈՒՄԱՍԻՐՈՒԹՅՈՒՆ**  
*Ս.Սանուկյան, Վ.Բոյաջյան*

Արդյունաբերության տարբեր բնագավառներում լայն կիրառություն են գտել ձգման ուժի ձևափոխիչները: Դրանք օգտագործվում են մետաղյա բիթերների զլանման, ինյուկտիվության և տրանսֆորմատորների փաթույթների փաթաթման արտադրական պրոցեսներում, ինչպես նաև, վերամբարձ մեխանիզմներում ճուպանների ձգման ուժի չափման և կարգավորման նպատակով:

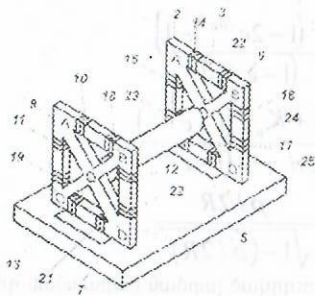
Ձգման ուժը վեկտորական մեծություն է: Վեկտորի մոդուլը որոշվում է դրա պրոյեկցիաների չափման և հաշվիչ սարքով  $G = k \sqrt{G_x^2 + G_y^2 + G_z^2}$  հավասարումը լուծելով:

Ներկայումս հիմնականում կիրառվում են մի և երկչափ ձևափոխիչներ: Միաչափանի ձգման ուժի ձևափոխիչի օգնությամբ չափվում է ուժի վեկտորի միայն մեկ բաղադրիչը: Լայնափ ձևափոխիչներն ունեն պարզ կառուցվածք, սակայն չեն ապահովում չափման բարձր ճշգրտություն, քանի որ ինֆորմացիա են տալիս միայն ձգման ուժի մի բաղադրիչի մասին:

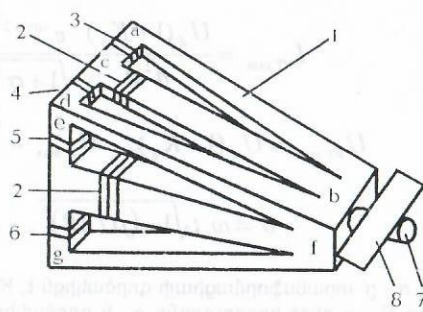
Երկչափ ձևափոխիչները բաղկացած են երկու միաչափան ուժի ձևափոխիչներից, որոնք տեղադրվում են փոխադրահայաց հարթություններում: Յուրաքանչյուր ձևափոխիչ

չափում է ձգման ուժի վեկտորի մեկ բաղադրիչը: Չևափոխիչների ելքային լարումները տրվում են հաշվիչ սարքին, որը լուծում է  $U = k \sqrt{U_x^2 + U_y^2}$  հավասարումը:

Երկչափանի ձևափոխիչի ճշգրտությունը բարձր է, սակայն այն ունի բարդ կառուցվածք: Վերջինս պայմանավորված է երկու մեկչափանի ձևափոխիչների օգտագործմամբ և դրանց փոխադրանքային հարթությունների վրա ճշտորիտ տեղադրման սարքի կիրառմամբ: Երկչափանի ձգման ուժի ձևափոխիչը, որում ուժի վեկտորի բաղադրիչները չափվում են մեկ ձևափոխիչի միջոցով, ունի ավելի պարզ կառուցվածք և աշխատանքի բարձր հուսալիություն:



Նկ. 1



Նկ. 2

Մագնիսաձևվում տվիչը (Նկ. 1) պարունակում է 7 հիմքը, որի վրա անրացված են 8 և 9 շրջանակները, որոնց պատուհանների միջոցով այն բաժանված է չորս մասի: Անկյունագծային կապերի հատման կետում կա անցք, որտեղ տեղադրված է ուժահաղորդիչ 3 ձողը, որի վրա տեղադրված է 2 գլանը: Չույզ առ զույգ տեղադրված են 10-17 զրգռման և 18-25 չափիչ փաթույթները: 18-21, 23, 24 փաթույթները միացված են հաջորդաբար և համաձայնեցված: AOC տեղամասը 11, 19 փաթույթների հետ, BOD տեղամասը՝ 12, 20 փաթույթների հետ, իսկ A'O'C' և B'O'D'-ը համապատասխանաբար 15, 23-ի և 16, 24-ի հետ աշխատում են որպես դիֆերենցիալ-տրանսֆորմատորային տվիչներ, որոնք կերպափոխում են ձգման հորիզոնական բաղադրիչը էլեկտրական ազդանշանի: Եվ AOB տեղամասը 10, 18 փաթույթների հետ, COD տեղամասը 13, 21 փաթույթների հետ, իսկ A'O'D' և C'O'D'-ը համապատասխանաբար 14, 22-ի և 17, 27-ի հետ աշխատում են որպես ձող ուժի ուղղահայաց բաղադրիչի կերպափոխող տվիչներ, որոնք ձգումը վերածում են էլեկտրական ազդանշանի: Երկու ազդանշաններն էլ հաղորդվում են հաշվեորոշիչ օղակին, որն էլ ըստ այդ մեծությունների որոշում է ձգման ուժի մոդուլը:

Դիտարկված երկչափանի ձևափոխիչն ունի պարզ կառուցվածք, սակայն զգալու նությունը համեմատաբար փոքր է: Մեծ զգայունություն ապահովում է Նկ. 2 - ում բերված ձևափոխիչը: Այն բաղկացած է 1 ֆեռոմագնիսական միջուկից, 2 զրգռման 3, 4, 5, 6 չափիչ փաթույթներից, 7 ուժի փոխանցման գլանից, որի վրայով շարժվում է ձգվող 8 թիթեղը: Գրգռման փաթույթներին կիրառվում է սինուսոիդալային լարում:

abc տեղամասը 2, 3, bcd տեղամասը 2, 4 փաթույթների հետ, աշխատում են որպես դիֆերենցիալ-տրանսֆորմատորային տվիչներ, որոնք կերպափոխում են ձգման ուժի հորիզոնական բաղադրիչը էլեկտրական ազդանշանի: feh տեղամասը 2, 5, fhg տեղամասը 2, 6 փաթույթների հետ աշխատում են որպես ձող ուժի ուղղահայաց բաղադրիչի կերպափոխող տվիչներ, որոնք ձող ուժի ուղղահայաց բաղադրիչը վերածում են էլեկտրական ազդանշանի: Երկու ազդանշանները հաղորդվում են հաշվեորոշիչ օղակին, որը հաշվում է ձգման ուժի մոդուլը:

Չող ուժի բացակայության դեպքում միջուկի ab, db, ef, gf հատվածները գտնվում են միևնույն լարվածության վիճակում, դրանցով հոսող հոսքերը իրար հավասար են, հետևաբար հավասար են չափիչ փաթույթներում ինդուցված լարումները և փաթույթների դիֆերենցիալ-տրանսֆորմատորային միացման շնորհիվ ելքում լարումը բացակայում է: Ուժի առկայության դեպքում հորիզոնական բաղադրիչը առաջացնում է ab հատվածի սեղմում և db-ի ձգում: Այդ հատվածների մագնիսական դիմադրությունները փոխվում են հակառակ նշանով, և չափիչ փաթույթներում ինդուցվում են լարումներ: Վերջիններիս ելքում ինդուցվում է լարում, համեմատական է, որը ուժի հորիզոնական բաղադրիչին: Նույն սկզբունքով ձող ուժի ուղղահայաց բաղադրիչը առաջացնում է ef հատվածի սեղմում և fg-ի ձգում: Արդյունքում 5, 6 փաթույթներում ինդուցվում են ուժի ուղղահայաց բաղադրիչին համեմատական լարումներ: Նույն սկզբունքով աշխատում են abc և efg մասերին զուգահեռ տեղամասերը:

Դիտարկված երկչափանի ձևափոխիչը հեծանային կառուցվածքի շնորհիվ ապահովում է մեծ զգայունություն, քանի որ զգայունությունը պայմանավորված է ab, db, ef, gf աշխատանքային տեղամասերի երկարությամբ:

### РЕЗОНАНСНЫЙ ИНВЕРТОР С МАЛЫМИ ПОТЕРЯМИ

В. Мовсесян

Резонансные инверторы (РИ) широко применяются в преобразователях электроэнергии разного назначения, в том числе и в источниках вторичного электропитания (ИВЭП), благодаря малым коммутационным потерям в силовых ключах и низкому уровню электромагнитных излучений. Регулирование выходной мощности или напряжения обычно производится изменением рабочей частоты РИ по сигналу обратной связи. Однако при этом с уменьшением выходной мощности коммутационные потери не уменьшаются, а наоборот, растут. Поэтому иногда эффективнее применять перегулируемый РИ в качестве высокочастотного преобразователя, а регулирование выходного напряжения производить другими узлами ИВЭП.

При работе на резонансной частоте переключения транзисторов происходят при нулевых значениях тока и, как следствие, коммутационные потери отсутствуют. Однако такой режим является неработоспособным, т.к. он предполагает отпирание одного и запираание другого ключа в один и тот же момент, что требует мгновенного запираания открытого транзистора, а это невозможно из-за его инерционности. Поэтому необходимо иметь некоторый временной интервал  $t_0$  между моментами запираания открытого и отпирания закрытого транзисторов. Этот интервал соответствует фазовому сдвигу между напряжением и током диагонали РИ (фаза входного импеданса контура):  $\angle(U_1, I_1) = \varphi(\omega) = \omega t_0$ . В случае, когда рабочая частота РИ выбрана выше резонансной ( $\omega > \omega_p$ ,  $\varphi > 0$ ), коммутационные потери определяются по формуле

$$P_{sw} = \frac{f \cdot I_1^2 I_m^2}{24C_0} \sin^2 \varphi(x) \left(1 - \frac{\omega I_f}{\operatorname{tg} \varphi(x)}\right) \quad (1)$$

где  $f$  - рабочая частота РИ,  $\omega = 2\pi f$ ,  $x = \omega/\omega_0$  - относительная частота,  $\omega_0 = (LC)^{-1/2}$  - собственная частота контура,  $C_0$  - емкость ключа,  $I_f$  - время запираания ключа,  $I_m$  - амплитуда тока ключа.

При стабилизации выходного напряжения ток диагонали мало зависит от нагрузки, и потери в основном зависят от фазового угла  $\varphi(\omega)$ .

Угол  $\varphi(\omega)$  изменяется в широких пределах при изменении нагрузки. Поскольку минимальная фаза ограничена условием безопасной работы ключей, то

Для контура второго порядка с параллельным подключением нагрузки к конденсатору решение задачи (2), (3) в случае  $k_{max} = 10$ ,  $\varphi_0 = 0,45$  дает:  $q = 2,25$ ,  $x_{min} = 1,01$ ,  $x_{max} = 1,03$ . Необходимый диапазон изменения частоты для стабилизации фазы составляет всего 2%. На рис.2 приведены зависимости относительной мощности коммутационных потерь ( $P_{sw}/P_{swd}$ ) от относительной мощности нагрузки ( $P/P_n$ ) в случаях работы на фиксированной частоте (1) и стабилизации фазы (2). Сравнение мощностей потерь демонстрирует эффективность стабилизации фазы.

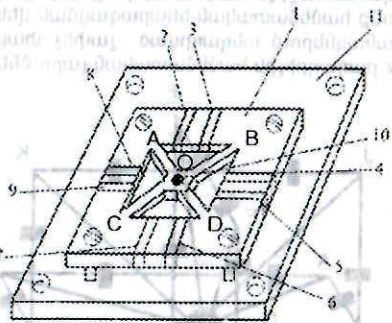
### ՄԱԳՆԻՍԱԸՎՈՒՆ ԱՔՍԵԼԵՐՈՄԵՏՐԵՐԻ ՈՒՍՈՒՄԱՍԻՐՈՒԹՅՈՒՆԸ

Ս.Սանուկյան, Գ.Ջաղացյանյան

Ավիացիայում, նավերում և այլ շարժվող օբյեկտներում լայն կիրառություն են գտել արագացման ձևափոխիչները-աքսելերոմետրերը:

Արագացումը վեկտորային մեծություն է, որի մոդուլի չափումը կատարվում է վեկտորի պրոյեկցիաների միջոցով:

Ներկայումս մեծ կիրառություն են գտել երկչափանի աքսելերոմետրերը (նկ.1):



նկ.1

Երկչափանի մագնիսաձկուն աքսելերոմետրը բաղկացած է մագնիսաձկուն ֆերոմագնիսական նյութից պատրաստված 1 թիթեղից, որը անկյունագծային AO, OB, OC, OD մասերով բաժանված է 4 հավասար մասերի: Թիթեղի պատուհաններում տեղավորված են զրգռման 2,4,7,8 և 3,5,6,9 չափման փաթույթները: Թիթեղի կենտրոնում ամրացված է 10 իներցիոն զանգվածը: Թիթեղը ամրացված է մետաղյա 11 հիմքի վրա: Գրգռման փաթույթները միացված են իրար հաջորդաբար և սնվում են սինուսոիդային լարման զեներատորից: Չափման 2,6 և 5,9 փաթույթները միացված են զույգ զույգ դիֆերենցիալ տրանսֆորմատորային սխեմայով: 2,6 փաթույթների ելքում ստանում ենք լարում համեմատական արագացման  $y$  բաղադրիչին, իսկ 5,9 փաթույթների ելքում  $x$  բաղադրիչին համապատասխան լարում:

Մագնիսաձկուն աքսելերոմետրի աշխատանքի ելությունն է: Արագացման բացակայության դեպքում իներցիոն զանգվածը գտնվում է անշարժ վիճակում, իներցիոն ուժը բացակայում է, և մագնիսական շղթան լրիվ սիմետրիկ է: Չափման փաթույթներում ինդուկտված էլշունները իրար հավասար են, և քանի որ միացված են դիֆերենցիալ սխեմայով, իրար կոմպենսացնում են, և  $U_x=0$ ,  $U_y=0$ :

Արագացման առկայության դեպքում իներցիոն 10 զանգվածը շարժվում է ազդող ուժի ուղղությամբ: Թիթեղի AO, OB, OD, OC հատվածները ենթարկվում են դեֆորմացման: Արագացման  $x$  բաղադրիչը առաջացնում է OB և OD հատվածներում սեղմման, իսկ AO և CO հատվածներում ձգման մեխանիկական լարվածություններ: Արդյունքում, նշված

для минимизации потерь при значительно изменяемой нагрузке предлагается стабилизировать фазу на допустимом уровне путем изменения частоты по сигналу рассогласования ( $\varphi_0 - \varphi$ ). Структура такого преобразователя, включающая петлю стабилизации фазы, петлю стабилизации выходного напряжения и коррекции коэффициента мощности представлена на рис.1: В - входной выпрямитель, РН и ККМ - регулятор напряжения и корректор коэффициента мощности, РИ - резонансный инвертор, ДФ - детектор фазы, УУ - управляющее устройство, ГУН - генератор, управляемый напряжением.

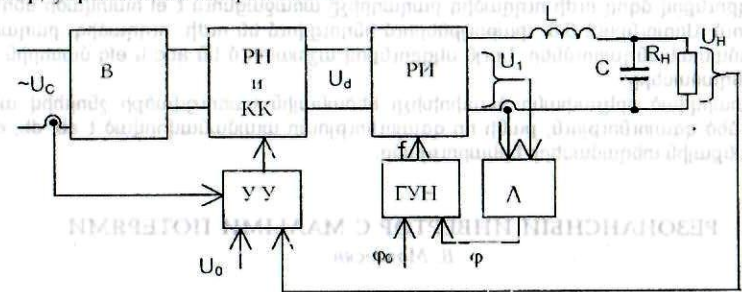


Рис.1. Структурная схема статического преобразователя.

В случае стабилизации фазы контур рассчитывается из условия минимизации возможного уменьшения фазы от заданного допустимого значения в рабочем диапазоне частот, что облегчает условия, налагаемые на динамику системы. Фазовые характеристики в области  $\omega > \omega_p$  монотонно возрастают, и вышесказанное эквивалентно минимизации отклонения фазы от допустимого значения на минимальной частоте. Контур рассчитывается из решения следующей задачи ( $q$  - добротность контура при номинальной мощности нагрузки  $P_n$ ,  $k = F_n/P$  - относительное изменение нагрузки):

$$\varphi(k, x, q) = \varphi_0 \quad k = 1, \dots, k_{max} \quad (2)$$

$$\min_q (\max_k (\varphi(k, x_{min}, q) - \varphi_0)) \quad (3)$$

Для некоторого начального значения  $q$  из уравнений (2) определяются значения  $x_1, \dots, x_{kmax}$  для заданных дискретных значений  $k \in [1, \dots, k_{max}]$ . Далее варьированием  $q$  минимизируется (3), определяются искомое значение  $q$  и соответствующие значения  $x_1, \dots, x_{kmax}$ .

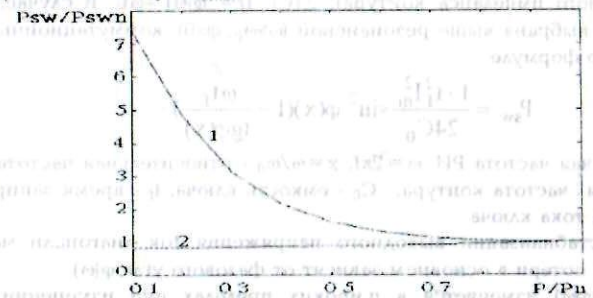
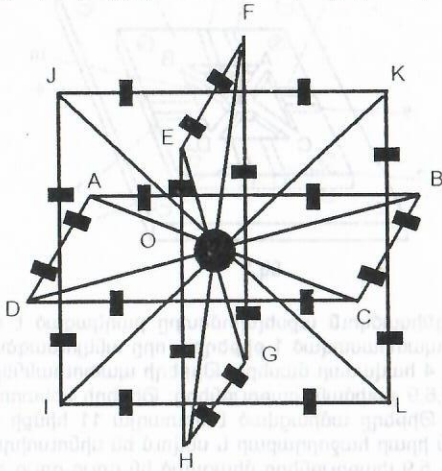


Рис.2. Зависимости коммутационных потерь от нагрузки.

հատվածներում մագնիսական դիմադրությունները փոփոխվում են հակառակ ուղղությամբ, հետևաբար չափիչ փաթույթների էլեքտրոն ինդուկցիան են հակառակ բեռնականության լարումներ, որոնց դիֆերենցիալ միացման շնորհիվ էլքոն ստացվում է արագացման վեկտորի  $x$  բաղադրիչին համեմատական լարում: Նույն սկզբունքով արագացման վեկտորի  $y$  բաղադրիչի ազդեցության տակ առաջանում է  $AO$ ,  $OB$  հատվածների սեղմում,  $CO$ ,  $OD$  հատվածների ձգում: Դա հանգեցնում է  $y$  ուղղությամբ չափման փաթույթների էլեքտրոն լարումների առաջացման և դիֆերենցիալ միացման շնորհիվ էլքոն արագացման վեկտորի  $z$  բաղադրիչին համեմատական լարումն առաջացման:

Այսպիսով, մագնիսաձևում արտելեռոնները իր էլքերում ( $U_x, U_y$ ) ապահովում է արագացման  $x$  և  $y$  բաղադրիչներին համեմատական լարումներ: Արտելեռոններն ունի պարզ կառուցվածք: Սակայն այն աշխատում է միայն մեկ հարթության մեջ: Այդ հարթության դիրքի փոփոխումից փոխվում է իներցիոն զանգվածի կշռի ստեղծած ուժի մեծությունը, որը հանգեցնում է չափման որոշակի սխալի:

Նշված թերությունը վերացված է մագնիսաձևում եռաչափ արտելեռոններում (նկ.2): Եռաչափ արտելեռոնները բաղկացած է երեք իրար փոխուղղահայաց դասավորված շրջանակներից ( $ABCD$ ,  $EFGH$ ,  $IJKL$ ), որոնց անկյունագծերի հատման կետում ամրացված է իներցիոն զանգվածը: Այդ հարթություններից յուրաքանչյուրը աշխատում է երկչափ ձևափոխիչի սկզբունքով:  $ABCD$  շրջանակում տեղադրված չափիչ փաթույթներում ստանում ենք լարումներ, որոնք համեմատական են արագացման վեկտորի  $x$  և  $y$  բաղադրիչներին:  $EFGH$  և  $IJKL$  շրջանակներում տեղադրված չափիչ փաթույթներում ստանում ենք արագացման վեկտորի  $z$  բաղադրիչին համեմատական լարումներ:



Նկ.2

Այդ փաթույթների լարումները միացնելով  $x$  և  $y$  բաղադրիչներին համեմատական լարումներին՝ հաջորդաբար փոխհատուցվում է կշռի ազդեցությունը չափման արդյունքի վրա: Արագացման վեկտորի մոդուլը հաշվվում է հաշվիչ սարքի միջոցով՝ համաձայն հետևյալ հավասարման

$$U_{\Sigma} = k \sqrt{U_x^2 + U_y^2 + U_z^2} \quad (1)$$

որտեղ  $U_{\Sigma}$  - ն արագացման վեկտորի մոդուլին համեմատական լարումն է,  $k$ -ն մասշտաբային գործակիցը,  $U_x$ ,  $U_y$ ,  $U_z$  -լարումները արագացման վեկտորի  $x$ ,  $y$ ,  $z$  ուղղություններով բաղադրիչներին համեմատական լարումներն են:

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ОХЛАЖДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ В КАЧЕСТВЕ ГЕНЕРАТОРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА

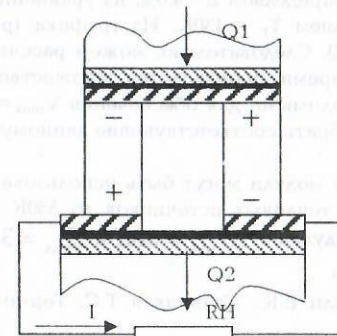
С. Манукян, Г. Оганесян

С появлением новых технологий в производстве полупроводниковых приборов становится реальным эффективное использование термоэлектрических (ТЭ) модулей Пельтье для конструирования малогабаритных, экологически сверхчистых охлаждающих устройств. Охлаждающие устройства на базе ТЭ модулей выполняют те же функции, что и компрессорные или абсорбционные агрегаты, работающие на основе хладагентов. Однако система, реализованная на основе таких модулей, дает возможность отказаться от традиционного использования в блоке охлаждения движущихся частей и рабочей жидкости, обеспечить бесшумность работы.

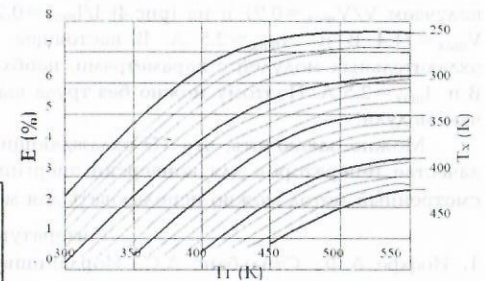
Генерация электрического тока термоэлектрическими устройствами являлась предметом детального изучения на протяжении десятилетий. Деятельность многих отраслей промышленности связана с напрасными потерями тепловой энергии, которая может быть успешно использована для термоэлектрической конверсии. ТЭ модули, обычно предназначенные для охлаждения, представляют собой неплохую базу для создания низко- и высокотемпературных генераторов.

В основе действия любого ТЭ генератора лежат обратимые термоэлектрические эффекты Пельтье и Зеебека. Рассмотрим принцип работы ТЭ генератора (рис.1). Кинетическая энергия электронов на конце цепи с  $T_1 > T_2$  выше, чем на "холодных" концах с  $T = T_2$ , следовательно, преобладает диффузия электронов от горячего спая к холодным концам. Концентрация электронов в  $p$ - и  $n$ - ветвях различна, поэтому более отрицательный потенциал получает конец термостолбика  $n$ -типа, по отношению к которому конец столбика  $p$ -типа имеет положительный потенциал. Разность потенциалов  $E = Z(T_1 - T_2)$  обуславливает ток  $I$  (при замыкании цепи на сопротивление  $R_H$  нагрузки) и полезную электрическую мощность  $P_H = I^2 R_H$ . Работе ТЭГ сопутствуют обратимые эффекты.

В докладе рассматривается один из методов реализации ТЭ модулей в режиме генератора. Для этой цели была детально рассмотрена термальная модель



Րիս.1



Րիս.2

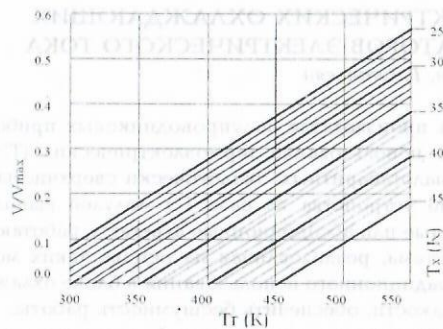


Рис.3

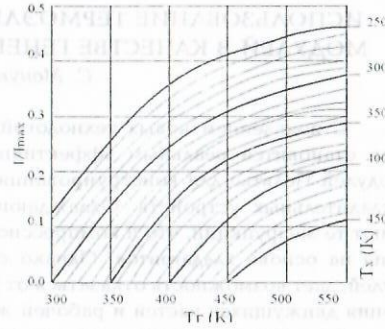


Рис.4

генератора электрической энергии, разработанная П. Лоу. Такая модель наиболее подходит для изучения, так как температурный градиент между спаями элемента может быть принят линейным даже при больших значениях разностей температур  $\Delta T$ , а кинетические свойства ТЭ модулей нелинейны с температурой. Учитывая эти обстоятельства, можно производить расчеты точнее, чем с помощью уравнений с "термально усредненными" ТЭ параметрами. В результате полученные данные обобщены в графики и формулы, с помощью которых можно легко выбрать ТЭ модули для решения конкретной задачи. Характеристические кривые представляют собой зависимости: КПД (рис.2), напряжения (рис.3), тока (рис.4) от температур спаев модулей.

Тепловой поток  $Q_r$ , подаваемый на горячие спаи термомодуля, определяется следующей формулой  $E = IV/Q_r$  (1), а термальное сопротивление холодной стороны  $R_{Tc} = (T_c - T_{oc}) / (Q_r - IV)$  (2).

Рассмотрим последовательность расчета на примере. Пусть имеется источник тепловой энергии с  $Q_r = 188$  Вт, термальное сопротивление радиатора  $R_{Tc} = 0.14$  C/Вт, температура окружающей среды  $T_{oc} = 295$  К. Генератор должен обеспечивать  $V = 15$  В и  $I = 0.5$  А. Необходимо определить следующие параметры:  $T_c$ ,  $T_r$ ,  $V_{max}$ ,  $I_{max}$  и тип ТЭ модуля. Из уравнения (1) определяем  $E = 4.0\%$ , из уравнения (2)  $T_c = 320$  К. Используя график (рис.2) определяем  $T_r = 430$  К. Из графика (рис.3) получаем  $V/V_{max} = 0.21$  и из (рис.4)  $I/I_{max} = 0.20$ . Следовательно, можем рассчитать  $V_{max} = 71.4$  В и  $I_{max} = 2.5$  А. В настоящее время производится множество ТЭ охлаждающих модулей с параметрами, необходимыми для обеспечения  $V_{max} = 71.4$  В и  $I_{max} = 2.5$  А. Поэтому можно без труда выбрать соответствующие данному случаю модули.

Можно заключить, что ТЭ охлаждающие модули могут быть использованы в качестве генераторов для конверсии энергии тепловых источников до 550 К. Рассмотренный метод можно использовать для модулей с  $\Delta T_{max} = 68$  К и  $T_{max} = 300$ .

#### Литература

1. Иоффе А.Ф., Стильбанс А.С., Иорданшвили Е.К., Ставицкая Т.С. Термоэлектрическое охлаждение. //Изд. АН СССР, 1957.
2. Edward J. Burke, Richard J. Buist. Thermoelectric coolers as power generators. Marlow Industries, Inc. Dallas, Texas 1997
3. Алеевский Б.А. Специальные электрические машины. М:Энергоатомиздат, 1994.

## ՍԻՆՈՒՄՈՒԴԱՅԻՆ ԵԼՔԱՅԻՆ ԼԱՐՄԱՄԲ ԻՆՎԵՐՏՈՐԻ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ԵՂԱՆԱԿԻ ԴՅԵՏԱԶՈՏՈՒՄ

Գ. Բարեղամյան, Վ. Սարգսյան, Դ. Աղաբեկյան

Ուսումնասիրվում է միաֆազ կայունացված ինվերտոր, որի ելքային սինուսոիդային լարումը ձևավորվում է լայնա-իմպուլսային ծողուլացման (ԼԻՄ) եղանակով: Այստեղ մուտքային հաստատուն լարումը կոմուտատորի միջոցով վերածվում է ըստ լայնության սինուսոիդի օրենքով ծողուլացված երկբևեռ իմպուլսային լարման, փոխանցվում է տրանսֆորմատորով և, հարթեցվելով LC-ֆիլտրով, բեռի վրա ստացվում է սինուսոիդի տեսքի լարում:

Ելքային լարման կայունացումը կատարվում է հաշվողական կանխագուշակման եղանակով [1, 2], որի էությունը հետևյալն է: Տանող հաճախության յուրաքանչյուր պարբերությունում (տակտում) իմպուլսի բևեռականությունը և փոխանցատման պահը հաշվարկվում են էլեկտրոնային լարման կանխագուշակվող ցանկալի հետագծից: Այդ նպատակով օգտագործվում է առաջադրվածից ելքային լարման պայմանական անհամաձայնության հասկացությունը՝

$$\varepsilon(t, \theta) = u(t, \theta) - \hat{u}(t, \theta), \quad (1)$$

որը հաշվարկվում է այն ենթադրությամբ, որ ԼԻՄ-իմպուլսը փոխանցատվում է ընթացիկ  $t$  պահին (հենց դա էլ պայմանականությունն է): Արտահայտության մեջ  $u(t, \theta)$ -ն և  $\hat{u}(t, \theta)$ -ն՝ ելքային լարման և առաջադրված ազդանշանի արժեքներն են կանխագուշակման  $\theta = t + \beta$  պահին,  $t$ -ն՝ ընթացիկ ժամանակն է (հաշվվում է տակտի սկզբից),  $\beta$ -ն՝ կանխագուշակման հեռավորությունն է:

Կառավարման այսպիսի եղանակի դեպքում յուրաքանչյուր տակտի սկզբում միացվում է ԼԻՄ-իմպուլս հետևյալ բևեռականությամբ՝

$$z = -\text{sign}\{\varepsilon(0, \beta)\};$$

Այնուհետև անընդհատ հսկվում է կանխագուշակման  $\varepsilon(t, \theta)$  ազդանշանը և դրա զրոյով անցման պահին կատարվում է իրական փոխանցատվումը: Արդյունքում կանխագուշակվող  $\theta$  պահին ելքային լարման և առաջադրված ազդանշանի կորերը կհատվեն:

Այսպիսի սկզբունքով աշխատող համակարգի ցուցանիշները հիմնականում որոշվում են կանխագուշակման օրենքով, այսինքն  $\beta$  հեռավորության և ընթացիկ  $t$  ժամանակի կախվածությամբ: Յետագուշակությունները ցույց են տվել, որ լավ ցուցանիշներ է ապահովում պարզ գծային օրենքը  $\beta = at + bt$ , երբ կանխագուշակվող կետը միշտ գտնվում է հաջորդ տակտում, բայց հաջորդ փոխանցատվումից առաջ: Ընդ որում շափտման  $a = 1$ ,  $b = 0.5$  դեպքը [1, 2], որն էլ օգտագործված է հետագայում:

Տեղադրելով (1) արտահայտության մեջ «1»-անը LC - ֆիլտրի դեպքին համապատասխանող  $u(t, \theta)$ -ի հավասարումը՝  $\varepsilon(t, \theta)$  ի համար ստացվում է հետևյալը.

$$\varepsilon(t, \theta) = u(t) \cos \omega \beta + \rho i_c(t) \sin \omega \beta - (1 - \cos \omega \beta) \rho [dj(t) / dt] + z V_m [1 + \cos \omega \beta - 2 \cos \omega t / 2] - \hat{u}(t, \theta), \quad (2)$$

որտեղ  $u(t)$ ,  $j(t)$ ,  $i_c(t)$  - ն բեռի լարման, հոսանքի և կոնդենսատորի հոսանքի ընթացիկ արժեքներն են,  $\omega$ ,  $\rho$  - ն ֆիլտրի ռեզոնանսային հաճախությունն է և ալիքային դիմադրությունը  $V_m$  - ը՝ ֆիլտրի մուտքում իմպուլսային լարման ամպլիտուդն է, իսկ հարձույթի ֆունկցիաները՝ համակարգային ֆունկցիաներն են:

Կառավարման համակարգի գործնական իրականացումը վերջին արտահայտությամբ բավականին բարդ է և արդարացված է միկրոպրոցեսորային տարբերակով իրագործման դեպքում (Տ1): Սովորական տարրային բազայով իրականացնելիս կարելի է կատարել արտահայտության որոշ պարզեցումներ:

Պարզվում է, որ կանխագուշակման արտահայտության մաս կազմող համակարգային ֆունկցիաների արդյունքները սովորաբար փոքր են և փոփոխվում են նեղ սահմաններում: Կարելի է այդ ֆունկցիաներն ապրոքսիմացնել (մոտարկել), մասնավորապես, հետևյալ չորս տարբերակներով՝

- S2 մոտարկում  $\sin x \approx x$ ,  $\cos x \approx 1 - x^2/2$  ֆունկցիաներով,
- S3 մոտարկում  $\sin x \approx x$ ,  $\cos x \approx 1 - x^2/2$  ֆունկցիաներով,
- S4 մոտարկում կորի եզրային կետերով անցնող ուղիղ գծով,
- S5 մոտարկում «միջինացված» ուղիղ գծով (իրական և ապրոքսիմացվող կորերի եզրային շեղումների հավասարության ու դրանցով պարփակված մակերեսի զրո լինելու պայմանների դեպքում):

Նշված տարբերակները հետազոտված են համակարգային մոդելավորմամբ, ՕԱՄՐԱԻ համակարգի միջոցով: Որպես որակի չափանիշներ ընտրված են էլքային լարման ոչսինուսոիդալության գործակիցը ( $\xi$ ), առաջին հարմոնիկի ամպլիտուդը ( $U_{1m}$ ) և փուլի շեղումը ( $\Psi_1$ ):

Աղյուսակում տրված են մոդելավորման արդյունքները, երբ տանող և էլքային հաճախությունների պատկերությունը 40 է ( $f_m / f = 40$ ), մոդուլացման առավելագույն խորությունը 0.91,  $V_m = 1.14$ ,  $\cos \varphi = 0.8$ ,  $X_c / Z_p = 2\pi fL / Z_p = 0.2$ ,  $Y_c / Y_p = 2\pi fCZ_p = 0.5$ :

	$\xi$ , %	$U_{1m}$ , Վ	$\Psi_1$ , աստ.
S1	0,73	0,996	0,02
S2	5,57	1,024	15,47
S3	4,79	0,993	15,13
S4	0,75	0,991	0,90
S5	0,94	0,977	0,97

Արդյունքներից ակնհայտորեն հետևում է, որ վերջին երկու տարբերակներն ապահովում են սինուսոիդային լարման կայունացման գրեթե միատեսակ և բազիսային (առաջին) տարբերակին բավականին մոտ ցուցանիշներ: Սովորական տարրային բազայի վրա համակարգն իրագործելիս դրանք նպատակահարմար է կիրառել համեմատաբար պատասխանատու դեպքերում:

Երկրորդ և երրորդ տարբերակների դեպքում կայունացման ցուցանիշները կտրուկ վատանում են: Դրանք կիրառությունը նպատակահարմար է ոչպատասխանատու դեպքերում:

#### Չրականություն

1. Ковалев Ф.И., Мустафа Г.М., Барегамян Г.В. Управление по вычисляемому прогнозу импульсным преобразователем с синусоидальным выходным напряжением // Электротехника, 1981, № 12.- С. 13-17.
2. Ալեքսանյան Ս.Ա., Բարեղամյան Գ.Վ. Հաճախության անմիջական փոխարկչի կառավարման եղանակի հետազոտումը // Տարեկան գիտաժողովի նյութերի ժողովածու / ՀԳՆԶ, Երևան, 2000, էջ 128 -130:

### ՆՐԻ ԿԱՌՈՒՅՎԱԾՔԻ ԵՐԿՈՒՂԻ ՖՈՏՈՆԵՂՈՒՄԻՆԻՉՆԵՐ

Գ.Ղուլգազարյան, Գ.Փանոսյան

Երկուղի ֆոտոնեղուների կիրականացվում է երկու լուսային հոսքերի միաժամանակյա ընդունումը, որոնք ընկնում են սարքի ֆոտոզգայուն տիրույթի տարբեր տեղանակների վրա: Այդպիսի սարքերի օգտագործման ոլորտներն են՝ արդյունաբերությունը, ռազմական տեխնիկան, գիտական հետազոտությունները և օգտագործվում են խիստ բազմաբնույթ սարքեր մշակելիս: Դրանցից են՝ ֆոտոլեկտրական զագամալիզատորները, որոնք օգտագործվում են զագային արդյունաբերության մեջ, պլոտրոնային չափող սարքերը, որոնք օգտագործվում են սննդի արդյունաբերության մեջ, բժշկության մեջ, ցեմենտի արտադրության մեջ, պիրոմետրերը, որոնք օգնությամբ հեռվից չափվում է տվյալ առարկայի ջերմաստիճանը, ֆոտոմետրերը, հետևող հակահրթիռային սարքերը, ինքնակառավարվող արկերը, ֆոտոգիդերը, աստղային գիդերը և այլն: Տվյալ սարքի օգտագործման բնագավառների բազմազանությունը թելադրում է սարքի լավագույն տեխնիկական ցուցանիշների առկայություն:

Ցավոք, հայտնի երկուղի ֆոտոնեղուները չունեն այդ ցուցանիշները:

Օգտագործելով արտաքին էլեկտրոդներով ֆոտո-էլեկտրոնային հոսքի կառավարման սկզբունքը՝ վերջին տարիներին մեր կողմից մշակվել են մի շարք երկուղի ֆոտոնեղուներ: Դրանք բոլորն էլ կառուցված են սովորական ֆոտոբազմապատկիչների բազայի վրա, որոնցում կառուցվել են չնչին կառուցվածքային փոփոխություններ:

Աշխատանքում դիտարկված են երկու տարբեր կառուցվածքի սարքեր:

Առաջին սարքում կիսաթափանց ֆոտոկատոդից մոտ 2 մմ հեռավորության վրա տեղադրված է ցանցը, որն իր եզրերով միացված է ֆոտոկատոդին: Սարքի ճակատային ապակու վրա՝ ներսի կողմից, ֆոտոկատոդի տակ, տրամագծային ուղղությամբ նստեցված է հաղորդիչ շերտ, որը կիսաթափանց ֆոտոկատոդը բաժանում է երկու մասի: Սարքի արտաքինից, ճակատային ապակու վրա երկու մասի բաժանված ֆոտոկատոդներից յուրաքանչյուրի վրա տեղադրված է անցք ունեցող էլեկտրոդ՝ լուսային հոսքի անցման համար: Դրանք արտաքին կառավարվող էլեկտրոդներն են, որոնց տրվում են բարձր հաճախականային կառավարվող պոտենցիալներ:

Երկու մասի բաժանված յուրաքանչյուր ֆոտոկատոդի վրա գցվում է ընդունվող լուսային հոսքերից մեկը, որը առաջ է բերում երկու էլեկտրոնային հոսքեր: Արտաքին էլեկտրոդներին կիրառված փոփոխական լարումներով իրականացվում է այդ հոսքերի մոդուլացիան:

Օրինակ, կիրառելով արտաքին էլեկտրոդներին տարբեր հաճախականության լարումներ, էլեկտրոնային հոսքերը մոդուլացվում են տարբեր հաճախականություններով: Տարբեր հաճախականություններով մոդուլացված էլեկտրոնային հոսքերը մտնում են բազմապատկման համակարգ, որտեղ խիստ մեծանում է էլեկտրոնների քանակը: Այնուհետև էլեկտրոնները ընկնում են սարքի անոդի վրա՝ առաջացնելով երկու տարբեր հաճախությունների հոսանքներ, որոնք միմիանցից անջատվում են գոյիչներով: Այսպիսով, ելքում ստացված տարբեր հաճախության երկու լարումներից յուրաքանչյուրի մեծությունը համեմատական է տարբեր լուսային հոսքերի մեծություններին:

Երկրորդ սարքում բացակայում է ցանցը: էլեկտրոնային հոսքերի կառավարումը կատարվում է շեղող կամ պտտող էլեկտրական դաշտերով, որոնք ստացվում են ֆոտոկատոդի տակ նստեցված տարբեր կառուցվածքի էլեկտրոդների և նրանց կիրառված փոփոխական լարումների օգնությամբ:

Սարքի ցուցանիշները ավելի լավ են նախորդի ցուցանիշներից, իսկ պատրաստելը ավելի հեշտ:

Աշխատանքում դիտված է նաև երկուղի ֆոտոնեղուների օգտագործումը ինքնակառավարվող սարքերում: Այդ դեպքում նպատակակետից եկող լույսը, որի ուղղությունը պետք է որոշել, հավաքվում է օբյեկտիվով և ֆոկուսացվում լուսաբաժանիչ հանգույցի աշխատանքային տեղանակի վրա: Լույսը բաժանվում է երկու մասի, որոնցից յուրաքանչյուրը ուղարկվում է երկուղի ֆոտոնեղուների մի ֆոտոկատոդի վրա: Առաջացած հոսանքները մոդուլացվում են երկու տարբեր փուլեր ունեցող լարումներով: Գունարային հոսանքի փուլը ուստի և էլքային ազդանշանի փուլը կախված է բաժանված լուսային հոսքերի հարաբերությունից, այսինքն՝ նպատակակետի անկյունային կողորդից: Սարքի էլքային լարումը ուժեղացվում է և տրվում հետևող համակարգի փուլազգայուն շարժիչին:

Ինքնակառավարվող սարքի առավելությունն այն է, որ մեծ միջակայքում կա գծային կապ նպատակակետի կողորդիցստի և էլքային լարման փուլի միջև: Դա մեծացնում է սարքի աշխատանքի արդյունավետությունը:

#### Չրականություն

1. Хадсон Р. Инфракрасные системы. -М.: Мир, 1972.
2. А.с. 655253(СССР). Координатно-чувствительный фотоэлектронный прибор /К.А.Гулгазарян, В.А.Гаванин/.
3. А.с. 774372(СССР). Двухканальный приемник света /К.А.Гулгазарян/.
4. Гулгазарян К.А., Саркисян С.Т. Измеритель рассогласования для фотоэлектрических следящих систем // Измерительная техника. 1978.-№8.

## ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВОГО ТЕРМОМЕТРА, РАБОТАЮЩЕГО С МЕДНЫМ ТЕРМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ СОПРОТИВЛЕНИЯ

А. Шахмян, Х. Мамиконян

При построении цифрового термометра (ЦТ), работающего в комплексе с термопреобразователем сопротивления (ТС), необходимо иметь в виду, что при измеряемой температуре  $t=0^{\circ}\text{C}$  сопротивление  $R_t$  ТС равно  $R_0$ , следовательно, необходимо подавать начальный сигнал ТС. Подавление можно осуществить аналоговым или цифровым методом. При подавлении аналоговым методом применяется мостовая измерительная схема или источник напряжения, если через ТС пропускается стабильный измерительный ток  $I_0$  и измеряется падение напряжения  $U_t = I_0 R_t$  на ТС. При подавлении цифровым методом из цифрового значения сигнала  $U_t$  вычитается цифровое значение начального сигнала  $U_0 = I_0 R_0$ . Для обеспечения высокой точности и помехозащищенности аналого-цифровое преобразование целесообразно осуществить по методу двухтактного интегрирования. Тогда сопротивление ТС необходимо преобразовать в напряжение постоянного тока. При этом выходному коду АЦП будет соответствовать число

$$N_x = K \frac{U_t}{U_{\text{оп}}} \quad (1)$$

где  $U_t = I_0 R_t$  — падение напряжения на ТС,  
 $U_{\text{оп}}$  — опорное напряжение АЦП,  
 $K$  — коэффициент преобразования АЦП.

При соединении последовательно с ТС образцового резистора  $R_1$  в качестве опорного напряжения можно использовать падение напряжения на  $R_1$  (рис. 1). Тогда результат преобразования не будет зависеть от  $I_0$  и определится выражением

$$N_x = K \frac{R_t}{R_1} \quad (2)$$

Для сопротивления ТС имеем

$$R_t = W_t R_0 \quad (3)$$

где  $W_t$  — температурный коэффициент.

Подставляя значение  $R_t$  в выражение (2), при  $R_1 = R_0$  получим

$$N_x = K W_t \quad (4)$$

Для медного ТС температурный коэффициент можно представить в виде

$$W_t = 1 + \alpha t \quad (5)$$

тогда получим

$$N_x = N_0 + K \alpha t \quad (6)$$

где  $N_0 = K$ .

Наличие в выражении (6) постоянного члена обусловлено неравенством нулю сопротивления ТС при  $t=0^{\circ}\text{C}$ . Для получения кода измеряемой температуры необходимо подавать число  $N_0$ , т.е. получить

$$N_t = N_x - N_0 = N_0 \alpha t$$

В цифровых приборах коэффициент преобразования выбирается равным  $10^4$  (где  $t$  — целое число, зависящее от выбора значения единицы младшего разряда кода), т.е.  $N_0 \alpha = 10^4$ . В ЦТ целесообразно выбрать  $t=1$  или  $t=2$ , т.к. погрешность промышленных ТС больше  $0.15^{\circ}\text{C}$ . Значение  $N_0$  выбирается, исходя из нижнего пре-

дела измерений, который для платиновых ТС равен минус  $260^{\circ}\text{C}$ . Выбирая  $N_0 = 2^m$  при  $m=1$ , необходимо иметь  $N_0 > 2600$ , т.е.  $n \geq 12$ , а при  $m=2$   $n \geq 15$ .

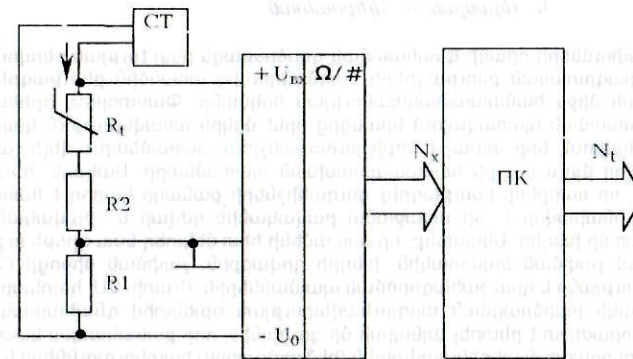


Рис. 1

Схема включения АЦП приведена на рис. 1.

После выбора значений  $m$  и  $n$  необходимо определить требуемое значение температурного коэффициента сопротивления (т.к.с.) датчика по формуле

$$\alpha^* = 10^m / 2^n$$

Требуемое значение т.к.с. можно получить путем последовательного соединения с датчиком постоянного резистора  $R_2$  с пренебрежимо малым т.к.с. (рис. 1). Тогда для сопротивления этого резистора получим

$$R_2 = R_0 \left( \frac{\alpha}{\alpha^*} - 1 \right) = R_0 (2^n \cdot 10^m \alpha - 1)$$

При  $m=2$ ,  $n=15$  получим  $R_2 = 0.402704 R_0$ , а при  $n=12$ ,  $m=1$   $R_2 = 0.7533797 R_0$ . Тогда для сопротивления  $R_1$  получим

$$R_1 = R_0 + R_2 = 2^n \cdot 10^m \alpha R_0$$

а выходной кодированный сигнал будет соответствовать числу

$$N_t = N_x' = -10^m t$$

Поэтому нужно инвертировать сигнал знакового разряда

В общем случае при  $t > 0^{\circ}\text{C}$  получим

$$N_x = 2^n + 2^n \alpha t = 2^n + 10^m t$$

Тогда если в выходном коде АЦП пренебречь разряд с весовым коэффициентом  $2^n$ , то получим код измеряемой температуры, т.е.

$$N_t = N_x - 2^n = 10^m t$$

Выходной код АЦП будет иметь вид (при  $n=12$ )  $[N_x]_2 = a_{12} a_{11} \dots a_1 a_0$ , в котором коэффициент  $a_{12}$  можно рассматривать как коэффициент знакового разряда, который при  $t > 0^{\circ}\text{C}$  равен  $a_{12} = 1$ , а при  $t < 0^{\circ}\text{C}$  —  $a_{12} = 0$ .

Для получения прямого двоичного кода измеряемой температуры при  $t < 0^{\circ}\text{C}$  необходимо определить число, прямой код которого равен дополнительному коду  $N_x$ .

Литература

1. Шахмян А.С. Цифровой измеритель температуры. Патент РФ №1204968, 1986 г.

ՉԱՓՈՒՄՆԵՐԻ ՈՐԱԿԻ ԿԱՌԱՎԱՐՄԱՆ ՄԵԹՈԴԻ ՄՇԱԿՈՒՄԸ ԻՆՖՈՐՄԱՑԻԱՅԻ  
ՏԵՍՈՒԹՅԱՆ ՀԻՄԱՆ ԿՐԱ  
Կ. Աղամյան, Վ. Ալեքսանյան

Հայտնի է, որ չափումների որակի գնահատման գործընթացն ըստ էության բերվում է տեխնիկական ու չափագրական բնութագրերի բազմությունից առանձին բնութագրերի և տեխնիկական խնդրի միջև համապատասխանության հսկմանը: Փաստորեն, օրինակ, երկու սարքերի համեմատման պարագայում նրանցից որևէ մեկին առավելություն կարող է տրվել միայն այն դեպքում, երբ տվյալ սարքի յուրաքանչյուր պարամետր ավելի լավը լինի, քան համեմատվող մյուս սարքի համապատասխան պարամետրը: Սակայն, հաշվի առնելով այն փաստը, որ սարքերի բնութագրիչ ցուցանիշների քանակը կարող է հասնել մի քանի տասնյակի, հնարավոր է, որ առաջանա բավականին դժվար և բավականին դժվար և աշխատատար մի խնդիր: Սկստենք, որ այս ամենի հետ մեկտեղ նաև գրեթե ուշադրություն չի դարձվում չափման նպատակին, խնդրի դրվածքին, չափման միջոցի (ՉՄ) ֆունկցիոնալ նշանակությանը և որս չափագործման պայմաններին: Ուստի, ՉՄ, հետևաբար նաև չափումների որակի բարձրացման արդյունավետության օրելակով գնահատական ստանալու համար անհրաժեշտ է ընտրել այնպիսի մի ցուցանիշ, որը քանակապես կկարողանա արտացոլել կարևորագույն տեղեկատվական (ինֆորմացիոն) հատկությունների և ՉՄ չափագործման օգտակար արդյունքների կապը: Վերջինիս տակ պետք է հասկանալ և դիտարկել դրված նպատակը՝ այն է, հետազոտվող և հսկվող օբյեկտների վերաբերյալ առավել կատարյալ և ամբողջական չափումային տեղեկատվության ստացումը:

Չափումային ինֆորմացիայի որակի փոփոխությունը և տարբեր օբյեկտների գիտական և փորձարարական հետազոտությունների, արտադրանքի որակի, նյութական ու այլ ռեսուրսների օգտագործման խնդիրների և այլն, կառավարման գործընթացում դրա կիրառման հետևանքով առաջ եկող ազդեցությունների առանձնահատկությունը՝ այս ամենը պետք է ենթարկվի համալիր գնահատման:

ՉՄ որակի համալիր ցուցանիշ մշակելու մեթոդական հիմք ստեղծելու համար բավականին հեռանկարային է ինֆորմացիոն տեսության հասկացությունների և օբյեկտների կիրառումը, որոնք հնարավորություն են տալիս չափման և հսկման տարբեր գործընթացների վերաբերյալ ստանալ օբյեկտիվ քանակական գնահատական:

Ներկայացնենք մի շարք սկզբունքներ, որոնց հիման վրա հնարավորություն է ստեղծվում մեթոդական հենք ստեղծել նմանատիպ համալիր գնահատում իրականացնելու համար՝

1. Չափման միջոցները դիտարկվում են որպես ինֆորմացիայի ընդունման և փոխակերպման միջոցներ, իսկ չափման պրոցեսը՝ որպես չափվող և հսկվող օբյեկտի վերաբերյալ անորոշության միջակայքի նեղացում հիմնված չափումների արդյունքների վրա:
2. Ֆիզիկական օբյեկտի չափվող ու հսկվող պարամետրերը և չափման ու հսկման արդյունքները դիտարկվում են որպես պատահական մեծություններ:
3. Ցանկացած չափման գործողության ընթացքում անկախ մուտքային (չափվող) մեծության բնույթից, չափման արդյունքում սարքի ելքում կարող է լինել միայն մեկ արդյունք նրանց վերջավոր բազմությունից:
4. Հետազոտվող ֆիզիկական մեծությունների բաշխման օրենքի որոշումն է այս սկզբունքի առանցքը: Հետազոտվող ֆիզիկական մեծության դիսկրետ կամ անընդհատ բաշխման վարկածի ընտրությունից է կախված ենտրոպիական հարաբերությունների տեսքը:
5. Չափումների և չափման միջոցների որակի համալիր ցուցանիշի գնահատման մշակվող մեթոդի հիմքում պետք է դրվեն նորմավորվող չափագիտական բնութագրեր, որոնք կհամարվեն հետազոտվող սարքի և նրա ֆունկցիոնալ նշանակության հիմնական ցուցանիշները:

Չափումների (ՉՄ) համար ընդունելի և կիրառելի ներկայացված սկզբունքները և հասկացությունները կիրառում ենք նաև նրանց որակի համալիր ցուցանիշի գնահատման մաթեմատիկական մոդելների մշակման համար՝ նրանց ինֆորմացիոն ունակության տեսքով, որը կարելի է ներկայացնել հետևյալ արտահայտությամբ

$$W = \sum_1^m T_m M \left[ \frac{I_m}{T_m} \right] = \sum_1^m I_{\tau \rightarrow \tau_m} N_m$$

որտեղ,  $N_m$  -ը  $m$  - ող պարամետրի չափումների քանակն է միավոր ժամանակում, իսկ  $I$ -ն ինֆորմացիայի քանակն է մեկ չափման համար:  
Ներկայացված բանաձևով պետական փորձարկումների ժամանակ գնահատվել էին սարքաշինական ձեռնարկություններում մշակված սարքերը:

НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЬ УСЛОВНОГО ИСТИННОГО ЗНАЧЕНИЯ И МЕТОДИЧЕСКАЯ ПОГРЕШНОСТЬ  
Е. Киличян

При планировании измерительного эксперимента на первом этапе устанавливается цель измерений: условное истинное значение измеряемой величины  $Y_{\text{иц}}$  либо по физической модели реального объекта измерения, либо по рабочей модели объекта измерения  $f(x)$ :

$$Y_{\text{иц}} = A_{\text{и}} f(x), \quad (1)$$

где  $A_{\text{и}}$ -оператор, определяющий математически условное истинное значение. Условное истинное значение отличается от исследуемого свойства реального объекта или от истинного значения, определяемого аналитически по модели второго приближения  $f_2(x)$ :

$$Y_{\text{иц}} = A_{\text{и}} f_2(x). \quad (2)$$

Реально существующее отличие (1) и (2) приводит к неопределенности истинного значения  $\nabla_{\text{и}}$ , которая аналитически может быть оценена количественно:

$$\nabla_{\text{и}} = Y_{\text{иц}} - Y_{\text{иц}} = p[|A_{\text{и}} f(x) - A_{\text{и}} f_2(x)|].$$

Неопределенность истинного значения искажает результат измерений и требует учета при оценке доверительных границ результата измерений, так как ее проявление в эксперименте физически не очевидно.

При выборе метода измерений по рабочей модели  $f(x)$  в процессе эксперимента может проявиться физическая методическая погрешность

$$\nabla_{\text{иц}} = Y_0 - Y_{\text{иц}} = p[|A_{\text{и}} f(x) - A_{\text{и}} f_2(x)|],$$

где  $Y_0$ -алгоритм метода измерений,  $A_{\text{и}}$ -оператор алгоритма метода измерений.

Иное дело, когда при выборе и реализации метода измерений экспериментатор принимает во внимание модель второго приближения  $f_2(x)$  - ту же модель, но учитывающую дополнительно те тонкости свойства объекта, которые могут исказить результат измерения, планируемого по рабочей модели  $f(x)$ , и использует средства измерений, входной измерительный сигнал которых определяется истинным значением  $Y_{\text{иц}} = A_{\text{и}} f_2(x)$ , а не условным истинным значением  $Y_{\text{иц}} = A_{\text{и}} f(x)$ .

Можно показать, что в этой ситуации - при планировании метода измерения с учетом модели второго приближения - неопределенность условного истинного значения в известной мере проявится физически в эксперименте, и отдельная ее оценка в погрешности результата измерения может стать излишней. Эта погрешность представляет собой дополнительную погрешность, возникающую вследствие отклонения значений влияющих величин от их нормальных значений. Нормальные значения или нормальная область значений определяются рабочей моделью  $f(x)$ ; отклонения от нормальных значений учитываются моделью второго приближения  $f_2(x)$ .

Используя модель второго приближения  $f_2(x) = f(x) + \nabla f(x)$  и учитывая дифференцируемость, функционалы (в общем случае операторы  $A_{\text{и}}$ ) и незначительное отличие (по норме) рабочей модели и модели второго приближения можно записать в виде

$$V_H = p[|A_H f(x) - A_H f(x) - A_H \nabla f(x)|] = p[|A_H \nabla f(x)|]$$

Данное выражение представляет собой дифференциал Фреше по функции, при этом  $\|\nabla f(x)\| \ll \|f(x)\|$  (где  $\|f(x)\|$  - норма функции), что всегда соответствует практике измерений: периодический сигнал отождествляют с гармоническим, если коэффициент гармоники составляет доли или единицы процента; вал предполагается круглым в сечении если его овальность такого же порядка.

При планировании и реализации метода измерений с учетом модели второго приближения методическая погрешность определяется выражением

$$V_M = p[|A_M f_2(x) - A_H f_2(x)|] = p[|A_M f(x) + A_M \nabla f(x) - A_H f(x) - A_H \nabla f(x)|] = V_{1M} + V_{2M}$$

где  $V_{1M}$  - составляющая методической погрешности, определяемая по рабочей модели  $f(x)$ , обусловленная отличием операторов  $A_M$  и  $A_H$

$V_{2M} = p[|A_M \nabla f(x) - A_H \nabla f(x)|] \ll (V_{2M} - V_H)$  - составляющая методической погрешности, обусловленная неадекватностью модели объекту (отличием модели  $f(x)$  от модели второго приближения  $f_2(x)$ , более близкой объекту) при выбранном алгоритме измерений, при котором  $A_M \neq A_H$  и представляет собой разность дифференциалов Фреше при оговоренных ранее условиях.

Из последнего выражения следует, что если производная Фреше от функционала  $A_M$  по функции рабочей модели  $f(x)$  равна нулю, то составляющая методической погрешности  $V_{2M}$ , проявляемая физически в эксперименте как искажение результата измерений, численно равна неопределенности условного истинного значения.

В других случаях неопределенность условного истинного значения частично проявляется во второй составляющей методической погрешности

$$V_{2M} = V_{2M} - V_H$$

Таким образом, оценка полной погрешности результата измерений может быть представлена в общем виде двумя способами:

- при аналитической оценке неопределенности условного истинного значения

$$V_p \ll V_H + V_M + V_a + V_A + V_{обр};$$

- при учете второй составляющей методической погрешности

$$V_p \ll V_{1M} + V_{2M} + V_a + V_A + V_{обр},$$

где  $V_H$  - неопределенность условного истинного значения;

$V_M$  - методическая погрешность;

$V_{1M}$  - составляющая методической погрешности, определяемая по рабочей модели;

$V_{2M}$  - составляющая методической погрешности, обусловленная неадекватностью модели объекту, при выбранном алгоритме измерения;

$V_a$  - аппаратная (инструментальная) погрешность;

$V_A$  - личная (субъективная) погрешность;

$V_{обр}$  - погрешность обработки результатов наблюдений.

## ՓՈՇԵՆՅՈՒԹԵՐԻ ՍԱԳՆԻՍՎԱԼ ՀԱՏՎՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՉԱՓԻՉ ՍԱՐՔ

Ա. Հակոբյան, Գ. Կարողաշյան

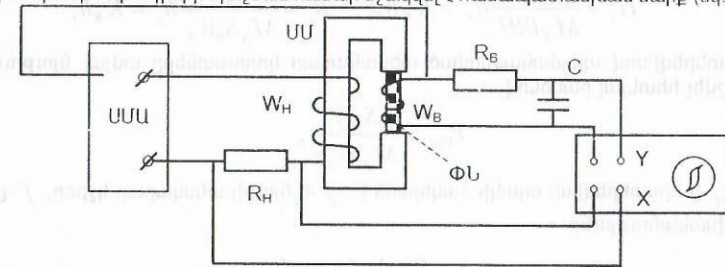
Փոշենյութերից պատրաստված մագնիսափափուկ նյութերի մեծ կիրառելիությունը էլեկտրատեխնիկայում և ռադիոտեխնիկայում արդիական են դարձնում պատրաստի արտադրանքի մագնիսական բնութագրերի և հոսքի ելակետային հատկությունների միջև կապի ուսումնասիրությունը [1-3]:

Փոշենյութերի մագնիսական հատկությունների չափիչ սարքը հնարավորություն կտա կանխորոշել փոշենյութերից ստացված մագնիսական նյութերի մագնիսական հատ-

կությունները: Ուստի, արդիական է նաև փոշենյութերի մագնիսական հատկությունների չափիչ սարքի ստեղծումը և ուսումնասիրությունը:

Պոշենյութն ունեն ֆեռոմագնիսական նյութերի մագնիսական հատկությունների չափման բազմաթիվ եղանակներ [4-5], որոնք չեն ապահովում չափման արդյունքների անմիջականությունը, պահանջում են արդյունքների վերահաշվարկ, ցածր է արդյունքների միանշանակությունը և այլն:

Թերթավոր պողպատների մագնիսական հատկությունների որոշման համար մշակվել է սարք [6], որն ապահովում է նյութի մագնիսացման ինդուկցիայի կորի ձևի սինուսոիդականությունը: Օգտվելով այդ աղբյուրի ընձեռած հնարավորությունից, փոշենյութերի դիմամիկ մագնիսական բնութագրերի որոշման համար մշակվել է համապատասխան սարք (նկ. 1)



Դիմամիկ բնութագրերի որոշման պարզագույն մեթոդներից է ամպերմետրի և վոլտմետրի մեթոդը: Ղաշտի լարվածությունը որոշվում է մագնիսացնող փաթույթի պարամետրերով և նրանով անցնող հոսանքի ուժով, իսկ ինդուկցիան՝ երկրորդային փաթույթում ինդուկցված էլ. շու. միջին արժեքով

$$H_m = \frac{\sqrt{2} W_H I}{l}, \quad B_m = \frac{U_\delta}{4 f W_B S_0}, \quad \mu = \frac{B_m}{\mu_0 H_m}$$

որտեղ  $I$  - մագնիսացման հոսանքն է,  $U_\delta$  - ը երկրորդային փաթույթ ինդուկցված էլ. շու. -ի միջին արժեքն է,  $l$  - ը փորձանմուշի մագնիսացման միջին ուժազօի երկարությունն է,  $W_H$ ,  $W_B$  - մագնիսացնող և չափող փաթույթների գալարների թվերն են, իսկ  $S_0$  - մ ապակե անոթում լցված փորձարկվող փոշենյութի լայնական հատույթի մակերեսն է:

Փորձանմուշում ինդուկցիայի կորի ձևի սինուսոիդական ազդանշան ապահովում է մագնիսացնող սարքը (ՍՍԱ), որի մուտքը դեկավարվում է չափիչ փաթույթի ելքից՝ ձկուն խորը բացասական հետադարձ կապի միջոցով: Փորձարկվող փոշենյութը լցվում է ապակե զլանի մեջ, և այն տեղադրվում է մագնիսացնող միջուկի (ՍՍ) դաշտում, որը կախված ՍՍԱ մագնիսացման ռեժիմից, մագնիսանում է համապատասխան չափով: Փորձանմուշում ինդուկցիայի արժեքը որոշվում է  $W_B$  փաթույթում ինդուկցված էլ. շու. -ի արժեքով:

Մագնիսական դաշտի լարվածությունը գնահատվում է մագնիսացման  $I$  հոսանքով, որը համեմատական է  $R_H$  դիմադրության վրա լարման անկմանը: Օսցիլոգրաֆի միջոցով կարելի է ուսումնասիրել հիստերեզիսի օղակը հաճախությունների լայն միջակայքում անմիջական դիտարկումներով: Օսցիլոգրաֆի  $X$  մուտքին տրվում է դաշտի լարվածությանը համեմատական լարում, իսկ  $Y$ -ին՝ ինդուկցիային համեմատական լարում:  $R_H$  դիմադրության վրայի լարման անկումը համեմատական է փոշենյութում ստեղծված դաշտի  $H$ , լարվածությանը:

$$U_H = i R_H = \frac{I R_H}{W_H} H,$$

Սազնիսական դաշտի ինդուկցիային համեմատական լարում ստանալու համար  $W_B$  երկրորդային փաթույթի ազդանշանը տրվում է  $R_B C$  ինտեգրող շղթային: Կոնդենսատորի փրայի լարումը կլինի

$$U_C = \frac{S_0 W_B}{R_B C} B_i$$

ունենալով օսցիլոգրաֆի ուժեղացման գործակիցները, X և Y մուտքերում՝ ճառագայթի  $h_x$  և  $h_y$  շեղումների համար կստանանք

$$H_x = \frac{W_H}{M_x I R H} h_x = K_H h_x \quad B_i = \frac{R_B C}{M_y S_0 W_B} h_y = K_B h_y$$

Հիստերեզիսով պայմանավորված տեսակարար կորուստները տվյալ նյութում կարելի է հաշվել հետևյալ բանձնով՝

$$P_{\text{հիս}} = \frac{S_H f}{M_x M_y \gamma}$$

որտեղ  $S_H$ -ը հիստերեզիսի օղակի մակերեսն է,  $\gamma$ -ն նյութի տեսակարար կշիռը,  $f$ -ը դաշտի հաճախականությունը:

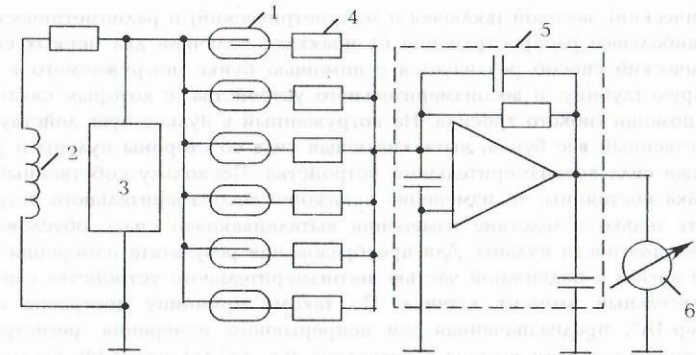
#### Գրականություն

1. Радомиельский И.Д., Ягло Г.И. Влияние размера частиц на магнитные свойства порошков и готовых изделий // Порошковая металлургия.-1984.-N 1. ст.73-76
2. James B.A., Williams G. Review of the magnetic properties of sintered iron // Powder Met.-1979.- N 2 73-76pg
3. Акимова Л.В. Григорев С.В. Магнитные свойства спеченного железа. // Порошковая металлургия.- Минск, 1983.-N 7. ст.46-49
4. Кифер И.И Испытания ферромагнитных материалов.-Москва: Энергия. 1969.-360 ст
5. Чернишев Е.Г. и др. Магнитные измерения. М.Изд-во комитета стандартов, мер и измерительных приборов при СССР, 1965.-248ст.
6. Кардашян Г.А. Уневерсальный магнитоизмерительный прибор. // Известия АН РА, серия ТН.-1997 N 3.

## БЕСКОНТАКТНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Б. Мамиконян  
/Գյումրի/

В устройствах для бесконтактного измерения постоянного тока в качестве чувствительного элемента нашел применение также и герметизированный магнитоуправляемый контакт [1-6]. В описываемом здесь устройстве (рис. 1) герконы 1 расположены вдоль замкнутого разъемного контура, охватывающего проводник с измеряемым током. Контур представляет собой полое кольцо из немагнитного материала. Герконы охвачены общей обмоткой управления 2, подключенной к источнику питания 3 переменного тока треугольной формы. К каждому геркону последовательно включен резистор 4, цепи герконов с резисторами соединены между собой параллельно и подключены между незаземленным выводом источника питания 3 и суммирующим входом усредняющего интегратора 5, к выходу которого подключен указатель 6 постоянного тока. Число герконов выбирается из условия обеспечения необходимой помехозащищенности устройства [6].



Րիս. 1

При отсутствии в контролируемом проводнике измеряемого тока на герконы действует только магнитное поле обмотки управления: герконы периодически замыкаются и размыкаются, через герконы протекают биполярные симметричные импульсы тока, они суммируются, и среднее значение этой суммы (постоянная составляющая выходного тока) равно нулю. При наличии контролируемого тока его магнитное поле складывается с полем управляющей обмотки 2, симметрия импульсов токов герконов нарушается, в выходном токе устройства появляется постоянная составляющая, значение которой является мерой контролируемого тока. Введение в устройство усредняющего интегратора повышает точность измерения, поскольку устраняется взаимное влияние цепей герконов друг на друга и вызванное этим влиянием искажение выходного сигнала устройства.

#### Լիտերատուրա

1. Хигасиути С. Датчик электрического тока. Пат. Японии 57-56025, 1982.
2. Гуревич В. И. Устройство для измерения тока. А. с. СССР 1529135, 1989.
3. Бороденко В. А., Бороденко Г. Н. Устройство для контроля тока. А. с. СССР 1541521, 1990.
4. Харазов К. И. Устройства автоматики с магнитоуправляемыми контактами. М: Энергоатомиздат. — 256с.
5. Мамиконян Б. М. Устройство для измерения постоянного тока. Решение от 24.05.1994 о выдаче патента РФ по заявке 4947034/10.
6. Мамиконян Б. М. Бесконтактный токоизмеритель / Изв. НАН Армении (сер. ТН), 1994, № 3. — С. 80-84.

## ПРИМЕНЕНИЕ РЕЗИСТИВНЫХ ПЕРВИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПЛОТНОСТИ ПУЛЬПЫ

Х. Мамиконян  
/Գյումրի/

В процессе флотационного обогащения руд требуется непрерывный контроль плотности пульпы с целью ее стабилизации. Основными способами измерения плотности пульпы являются: аэрометрический, пьезометрический (включая и

гидростатический), весовой (включая и манометрический) и радиометрический [1]. Из них наибольшее распространение на практике получили два первых способа. Аэрометрический способ реализуется с помощью буйка, погружаемого в пульпу на некоторую глубину, и весоизмерительного устройства, с которым связывается боек при помощи гибкого тросика. На погруженный в пульпу боек действуют три силы: собственный вес буйка, выталкивающая сила со стороны пульпы и уравновешивающая сила весоизмерительного устройства. Поскольку собственный вес и объем буйка постоянны, то изменение показания весоизмерительного устройства происходит только вследствие изменения выталкивающей силы, обусловленного изменением плотности пульпы. Для преобразования результата измерения в электрический сигнал с подвижной частью весоизмерительного устройства связывается чувствительный элемент датчика. По такому принципу построена система "Плотномер-1А", предназначенная для непрерывного измерения, регистрации и регулирования плотности пульпы в диапазоне  $(1,0 \pm 1,8) \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$  [2]. Система состоит из датчика плотности ДтП-15, в котором плотность пульпы преобразуется с помощью весоизмерительного устройства и связанного с ним дифференциально-трансформаторного датчика в переменное напряжение  $0 \div 2 \text{ В}$ , и электрического унифицирующего преобразователя (П) типа ПП-24А, который преобразует это переменное напряжение в постоянный ток  $0 \div 2 \text{ мА}$ .

Основной недостаток аэрометрического способа измерения плотности пульпы связан с погруженным в пульпу буйком: происходит налипание на него твердых частиц пульпы, что вызывает изменение веса буйка и значительные погрешности. Указанного недостатка лишен пьезометрический способ, основанный на измерении разности давлений между двумя точками контролируемой пульпы с различными глубинами [1]. В выбранной схеме реализации способа для этой цели используются колокольные датчики, а избыточные давления, которые образуются в подколольных объемах воздуха, измеряются с помощью унифицированных тензорезисторных П. Промышленность выпускает серийно унифицированный комплекс высокоточных и надежных полупроводниковых тензорезисторных измерительных П типа "Сапфир-22" (с 1982 года) и его модернизированный комплекс "Сапфир-22М" (с 1990 года, производитель — ПО "Манометр", г. Москва). Они предназначены для контроля различных параметров технологических процессов в весьма широком диапазоне, в том числе очень низких (менее  $0,25 \text{ кПа}$ ) и высоких (до  $100 \text{ МПа}$ ) давлений [3-5], как абсолютного давления, так и избыточного давления, разрежения, давления-разрежения, разности давлений, гидростатического давления. П серии "Сапфир-22М" отличаются от "Сапфир-22" улучшенными метрологическими характеристиками, в частности, дополнительная температурная погрешность не превышает  $0,1\%/10^\circ\text{C}$  (включая аддитивную и мультипликативную составляющие), влияние других дестабилизирующих факторов уменьшено в 1,5-2 раза, выпускаются они также по классу точности 0,2, а средняя наработка на отказ доведена до 150 тыс. ч. [5].

В докладе рассмотрены специфические вопросы применения тензорезисторных П типа "Сапфир" для измерения плотности пульпы, подробно освещены возможности подавления начального значения плотности пульпы путем настройки П и схемным способом. При выпуске П "Сапфир" могут быть настроены на любой верхний предел измерения, не выходящий за крайние значения, предусмотренные для данной модели. Они имеют устройства, позволяющие перенастраивать их на смещенный диапазон измерений с установкой начального значения выходного

сигнала ("нуля") при значении измеряемого параметра в пределах от разрежения  $P_{\text{max}}$  до избыточного давления  $0,84P_{\text{max}}$ . Такая первоначальная установка целесообразна при постоянстве крайних значений измеряемых параметров. Однако в технологическом процессе требуется минимальная плотность пульпы может иметь различные значения. Поэтому целесообразно перенастроить выходной характеристики П производить дополнительным устройством (схемным путем), первоначально настроив П на максимально возможное измеряемое значение. Разработана схема дополнительного устройства, рассмотрены особенности работы тензорезисторных П типа "Сапфир" с микропроцессорной системой обработки сигналов, оценены метрологические характеристики выбранного способа измерения.

#### Литература

1. Козин В. З., Трон А. Е., Комаров А. Я. Автоматизация производственных процессов на обогатительных фабриках: Учебник для вузов. — М.: Недра, 1980. — 336с.
2. Система Плотномер — 1А. Техническое описание и инструкция по эксплуатации 2Е1.560.027 ТО. НПО "Союзцветметавтоматика". — М., 1982. — 24с.
3. Иордан Г. Г., Юровский А. Я. Комплекс полупроводниковых тензорезисторных измерительных преобразователей "Сапфир-22". АКТА ИМЕКО, 1982. — С. 115-124.
4. Преобразователь измерительный Сапфир-22. Техническое описание и инструкция по эксплуатации 08919030 ТО. — М.: ВНИИПМ, 1988. — 114с.
5. Иордан Г. Г., Юровский А. Я., Смирновский А. Г., Сердюков В. И. Новый комплекс унифицированных датчиков "Сапфир-22М" // Приборы и системы управления. — 1990. — № 11. — С. 27-30.

### ԱՐՏԱԳՐԱՆՔԻ ԵՎ ԾԱՌԱՅՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ՍԵՐՏԻՖԻԿԱԳՄԱՆ ԽՆԴԻՐՆԵՐԸ ԵՎ ԴՐԱՆՑ ԸՆԹԱՑՔԸ ՀԱՅԱՍՏԱՆԻ ՀԱՆՐԱՊԵՏՈՒԹՅՈՒՆՈՒՄ

Դ. Դեմիրճյան, Գ. Եղոյան

Արտադրանքի որակի ապահովման և գնահատման համար կարևոր մեխանիզմ է արտադրանքի սերտիֆիկացումը (համապատասխանության հավաստում), որի հետ սերտորեն կապված են սերտիֆիկացման մարմինների, փորձարկման լաբորատորիաների, չափագիտական ծառայությունների հավատարմագրումը, փորձարկումների կատարումը և այլն:

Նշված ոլորտներում իրականացվող գործընթացները ՀՀ-ում սկսվել են 1994 թ-ից: Ներկայումս հավատարմագրված են շուրջ 17 սերտիֆիկացման մարմիններ և ավելի քան 95 փորձարկման լաբորատորիաներ, որոնք իրականացնում են արտադրանքի և ծառայությունների սերտիֆիկացում՝ միջազգային գործելակերպում ընդունված կանոններին և նորմերին համապատասխան:

Սերտիֆիկացման գործընթացներին հատուկ են բազմաթիվ խնդիրներ, որոնց լուծումը տարբեր երկրներում իրականացվում է յուրահատուկ եղանակներով: Ստորև ներկայացված են սերտիֆիկացման խնդիրները, որոնց ցանկը չի հավակնում ամբողջականության:

Իրավական խնդիրները կանոնակարգված են ՀՀ օրենքներով և կառավարության նիշարք որոշումներով:

Կազմակերպչական խնդիրները կանոնակարգված են ՀՀ կառավարության մի շարք որոշումներով: Հաստատված է պարտադիր սերտիֆիկացման ենթակա արտադրանքի և ծառայությունների ցանկը, սակայն ԱՊՀ անդամ և այլ երկրների փորձը ցույց է տալիս, որ այդ ցանկը ամբողջական չէ և պահանջում է ընդլայնում: