

ЛИТЕРАТУРА

- 1 Вardanian A.A. Расчет и конструирование силовых транзисторных ключевых элементов - Ереван: Merapart, 1991 - 200с
- 2 Lax B. Neustadler Recombination in Silicon p-n Diodes // J.Appl. Phys - 1954 - V. 25, № 9 - P 1148-1154
- 3 Шабоян А.С., Вardanian A.A. Конструкция транзисторной структуры с утопленным эмиттером // Изв. АН Армении. Сер. Физика - 1989 - Т. 24, № 5 - Р. 247-252
- 4 Григорьев Б.И., Рудский В.А., Тохатов В.В. Измерение времени жизни неосновных носителей заряда в высокоомных слоях транзисторных структур // Радиотехника и электроника - 1981 - Т. 26, № 7 - С 1514-1521
- 5 Киракосян Г.Г., Макарян Г.А., Шабоян А.С. Исследование максимального коэффициента усиления по току силовых транзисторов с учетом эффекта высокого уровня легирования // Изв. НАН РА и ГИУА, Сер.ТН - 1997 - Т.50, № 1 - 1997 - С.36-40

ГЗАО "Транзистор"

Амсер ун-т Армении

17.12.1997

Изв. НАН и ГИУА Армении, Сер. ТН, т. 51, № 1, 1998, с. 76-81

ՀՏԴ 621.324

ԻՆՖՈՐՄԱՏԻՎԱ

Ս.Յ. ՍԿՐՏՉՅԱՆ, Կ.Ս. ՆԱԶԱՐՅԱՆ

ԿԱՌԱՎԱՐՎՈՂ ԳՐԱԿԱՆ ԵՎ ԲԱՅԱՍԱԿԱՆ ԿՈՆՖԵՐՆՈՎ ԺՈՐՄԱԸ ՆՆՅՐՈՆԻ ԻՐԱԳՈՐԾՈՒՄԸ ԿՈՂԿ ՏՐԱՆԶԻՍՏՈՐՆԵՐՈՎ

Հոդվածը առնչվում է կառավարվող կոնֆերնով մոտոքեր ունեցող ֆորմալ նեյրոնի (ՖՆ) տեխնիկական իրականացմանը: Առաջարկվող ԿՄՕԿ տրանզիստորներով ֆՆ-ի էլեկտրոնային սխեմայում հնարավոր է լինում իրականացնել դրական և բացասական կոնֆերնային ճանաչման լուծարի համար: Ինչը չափազանց կարևոր է ապագայի մեկրոնի տեխնոլոգիայի զարգացման համար:

Рассматриваются вопросы технической реализации формального нейрона (ФН) с управляемыми весами входов. В предлагаемой схеме ФН с использованием КМОП транзисторов возможна реализация как положительных, так и отрицательных весов для одного и того же входа.

Ил. 2. Библиогр. 4 назв.

An implementation of a formal neuron (FN) with controlled input weights is considered. A FN circuit is proposed where using CMOS transistors the negative and positive weights are possible to implement in the same input.

1-2 Ref. 4

Հարկում է որ ֆորմալ նեյրոնն իրականացնում է հետևյալ մաթեմատիկական առումադաստիարակը:

$$F = \text{Sign} \left(\sum_{i=1}^n x_i w_i - w_0 \right), \text{ որտեղ } \text{Sign}(\varphi) = \begin{cases} 1 & \varphi \geq 0; \\ 0 & \varphi < 0; \end{cases} \quad (1)$$

w_i - ն համապատասխան x_i սինապտիկ մուտքի քաշային գործակիցն է, իսկ w_0 -ն ՖՆ-ի շեմը:

ՖՆ-ի նախագծման ժամանակ անհրաժեշտ է հաշվի առնել, որ միեւնույն մուտքն իրեն դրսեւորի կամ որպես դրական, կամ որպես բացասական, կախված կոնկրետ խնդիրներից: [1]-ում ներկայացված ՖՆ-ի էլեկտրական սխեմաներում սինապտիկ մուտքերը չունեն այդ հնարավորությունը, ինչը որոշ առումով սահմանափակում է ՖՆ-ի ֆունկցիոնալ հնարավորությունները: Այդ սխեմաների մյուս թերությունն այն է, որ սինապտիկ կշիռները ինտեգրալ իրականացման դեպքում ձեւավորվում են դիֆուզային ռեզիստորների միջոցով, որոնք, որպես կանոն, ունեն պատրաստման փոքր (15-20%) ճշտություն եւ մեծ մակերես ևն զբաղեցնում սիլիցիումի վրա: Զանի որ զբաղեցրած մակերեսը ուղիղ համեմատական է դիմադրությանը, ապա անհրաժեշտ է տվյալ խնդրի լուծման համար ընտրել որոշակի օպտիմալ տարբերակ, ինչն իր հերթին ըստ սահմանափակում է ՖՆ-ի մուտքերի քաշային գործակիցների հնարավոր արժեքները (դրանք ձեւավորվում են ռեզիստորների արժեքներին համապատասխան): Սովորաբար այդպիսի դեպքերում օհմական (դիֆուզային) ռեզիստորին փոխարինում է ՄՂԿ տրանզիստորի հոսքուղու դիմադրությունը, որը ապամանավորված է մի շարք առավելություններով

- դիմադրության արժեքի հեշտ կառավարում փականին տրված լարման միջոցով.

- դիմադրության արժեքի փոփոխման հնարավորություն լայն տիրույթում.

- դիմադրության տարբեր արժեքների դեպքում նույն մակերեսի զբաղեցում.

- ՄՂԿ տրանզիստորների ինտեգրացիայի բարձր աստիճան (ինչը հնարավորություն է տալիս ունենալու մեծ թվով սինապտիկ մուտքեր) եւ այլն:

Որպեսզի ՄՂԿ տրանզիստորը փոխարինի օհմական դիմադրությունը, անհրաժեշտ է պալմաններ ստեղծել նրա բնութագրի գծային տիրույթում աշխատելու համար: Հայտնի է, որ ՄՂԿ տրանզիստորի հոսքուղու դիմադրությունը որոշվում է հետևյալ արտահայտությամբ

$$R_{\text{ch}} = 1 / k (V_{\text{c}} - V_{\text{th}}), \quad (2)$$

որտեղ $k = \mu C_{\text{ox}} W / L$: W -ն եւ L -ը համապատասխանաբար հոսքուղու լայնությունն ու երկարությունն են. C_{ox} -ն ՄՂԿ կոնդենսատորի տեսակարար ունակությունն է, μ -ն լիցքակիրների շարժունակությունը, V_{c} -ն, V_{th} -ն համապատասխանաբար փականի եւ շեմային լարումներն են:

Նախքան կոնկրետ սխեմատիկ իրականացման հասնելը, հաշվի առնենք ՖՆ-ի իրականացման համար [2]-ում ներկայացված տարրական միավորի մոդելը:

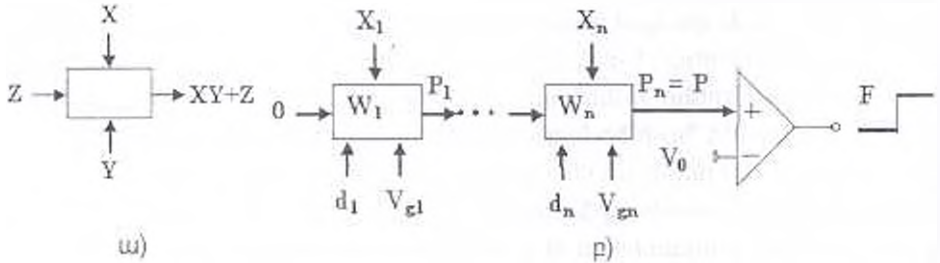
Այսինքն, ունենալով մի տարրական միավոր, որն իրականացնում է

$$i = XY + Z \quad (3)$$

ֆունկցիան (նկ.1.ա), կարելի է ֆորմալ ներդրող իրականացնել նկ.1բ-ում բերված հաջորդականության տեսքով [2, 3]:

Ակնհայտ է, որ

$$P_i = x_i w_i, \quad P_i = x_i w_i + P_{i-1}, \quad i = 2, 3, 4, \dots, n: \quad (4)$$



Նկ. 1 ա) $XY + Z$ ֆունկցիան իրականացնող միավորը եւ բ) այդպիսի միավորների հաջորդականությամբ ՖՆ-ի իրականացման բլոկ սխեման

Նկ.1բ-ում ենթադրվում է, որ y -ը, որը փոխարինված է w_i -ով, գտնվում է հենց այդ միավորի մեջ: Այստեղ w_i -ն կարող է ընդունել կամ դրական, կամ բացասական արժեք: Ընդ որում, վերջինիս արժեքը եւ նշանը (դրական կամ բացասական) որոշվում են համապատասխանաբար V_{gi} եւ d_i դեկավաորող ազդանշաններով:

Առաջարկում ենք $XY+Z$ իրականացնող միավորի էլեկտրական սխեմա (ինտեգրալ տեխնոլոգիական իրականացմամբ), կառուցված ՎՄԴԿ տրանզիստորներով: Դա ոչ միայն հնարավորություն է տալիս նույն մուտքին հանդես գալու կամ որպես դրական, կամ որպես բացասական, այլեւ կառավարելու ցանկացած մուտքի քաշային գործակցի արժեքը բավականին լայն տիրույթում. ՄԴԿ տրանզիստորի հոսքուղու դիմադրության ((2) արտահայտությունը) շնորհիվ [4]:

Այժմ քննարկենք նկ.2-ում բերված սխեմայի աշխատանքը: Սխեմայում ու-ՄԴԿ տրանզիստորների համար հարթակները միացվում են հողին, իսկ Բ-ՄԴԿ-ների համար V_{DD} սնուցման լարմանը: M_3, M_4, M_6, M_9 տրանզիստորները աշխատում են օհմական դիմադրության ռեժիմներում: Քաշային գործակիցները ձեւավորվում են M_5 ու-ՄԴԿ տրանզիստորի հոսքուղու դիմադրությամբ, որի արժեքը հեշտությամբ կառավարվում է փականին տրված V_{in} լարմամբ: d_i մուտքային (թվային) ազդանշանը որոշում է քաշային գործակցի՝ նշանը (դրական կամ բացասական):

Սխեմայի աշխատանքը հասկանալու համար դիտարկենք հետեւյալ դեպքերը.

ա) $X = 1, d_i = 0$: Այս դեպքում M_2 եւ M_4 տրանզիստորները բաց են, իսկ M_1 եւ M_7 տրանզիստորները փակ: Հետեւաբար, V_{out} սնուցման լարումից M_5

տրանզիստորի միջով կհոսի I_w , հոսանք (նկ.2-ում ցույց տրված ուղղությամբ): Վերջինս կգումարվի նախորդ միավորից եկող $I_{\Sigma(i-1)}$ հոսանքին դառնալով $I_{\Sigma i}$ հոսանք:

բ) $X_i = 1, d_i = 1$: Այս դեպքում M_7 եւ M_7 տրանզիստորները բաց են, իսկ M_1 եւ M_6 տրանզիստորները փակ: Հետեւաբար, $I_{\Sigma(i-1)}$ հոսանքի մի մասը (I_w , չափով) կհոսի դեպի հող M_5 տրանզիստորի միջով (նկ.2-ում ցույց տրված I_w -ի հակառակ ուղղությամբ): Այսինքն I_w -ն կհանվի $I_{\Sigma(i-1)}$ հոսանքից: Արդյունքում կունենանք բացասական կշիռ:

գ) $X_i = 0$ դեպքում M_1 տրանզիստորը բաց է իսկ M_2 -ը փակ: Հետեւաբար դիտարկվող միավորում տեղի ունեցող ցանկացած երեւույթ չի կարող անդրադառնալ Φ -ի նորմալ աշխատանքի վրա: Ինչ վերաբերում է d_i մուտքային ազդանշանին, $d_i = 1$ դեպքում կշռային հոսանքը կհոսի AB ուղղությամբ, իսկ $d_i = 0$ դեպքում BA ուղղությամբ:

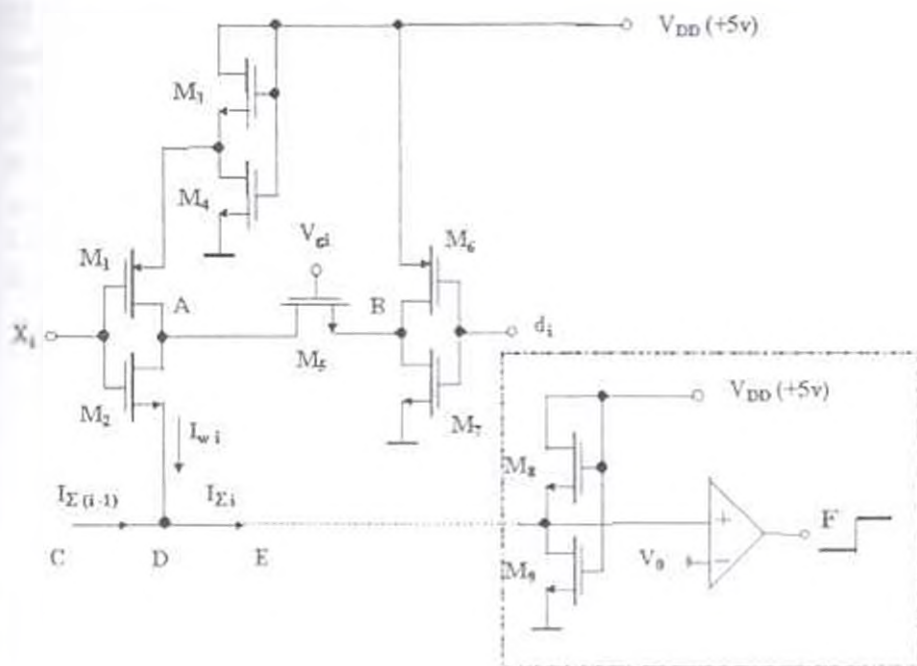
Ուղիանրացնելով վերը ասվածը, I_{Σ} հոսանքի համար կարելի է գրել

$$I_{\Sigma} = \lambda_i I_w + I_{\Sigma(i-1)} \quad (5)$$

Այսինքն

$$w_i = I_{w_i} = (-1)^{\lambda_i} \gamma V_{\sigma_i} \quad (6)$$

որտեղ γ - ն համեմատականության գործակից է, իսկ V_{σ} - ն M_5 տրանզիստորի փականին տրվող լարումը: (6) - ից երեւում է, որ, կախված d_i -ի արժեքից, w_i -ն կարող է լինել կամ բացասական, կամ դրական:



Նկ 2 ՖՆ-ի տարրական միավորի էլեկտրական սխեման

Ակնհայտ է, որ ՖՆ-ի տարրական միավորի էլեկտրական սխեման (Նկ.2) CD ճյուղը չի պարունակում Նկ.1բ-ում բերված հաջորդականության առաջին միավորի համար եւ DE ճյուղը միացվում է M_8 , M_6 տրանզիստորներով իրականացված բեռային դիմադրությունների, վերջինիս հանրահաշվական գումարային (I_1) հոսանքը գումարային (I_2) լարման ձեւափոխման նպատակով: Կերջում, լարման համեմատիչի օգնությամբ այդ լարումը տրամաբանորեն համեմատվում է V_0 շեմային լարման հետ, ելքում ձեւավորվում է ՖՆ-ի հայտնի (1) ելքային F ֆունկցիան:

Նկ.2-ում բերված էլեկտրական սխեման ունի առավելություններ եւ թերություններ կոմպլեքսնետար երկբեւեռ տրանզիստորներով իրականացված ՖՆ-ի տարբերակի համեմատությամբ [2]: Սրագագործությամբ այն զիջում է [2]-ում բերված ՖՆ-ի տարբերակին, քանի որ իրականացված է ԿՄԴԿ տրանզիստորներով, որոնք ունեն մեծ պարագիտային ունակություններ: Նկ.2-ում ներկայացված սխեման հնարավորություն է տալիս փոխել ոչ միայն քաշային գործակցի նշանը, այլեւ բավականին հեշտությամբ կառավարել նրա մոդուլը: Դայտնի է, որ, ի տարբերություն երկբեւեռ տրանզիստորների պատրաստման պարամետրերի կրկնելիության, ՄԴԿ տրանզիստորներն ունեն պարամետրերի ավելի վատ կրկնելիություն, ինչը հանգեցնում է քաշային գործակիցների սխալ ձեւավորման: Այս բացասական երեւույթը ամբողջովին փոխհատուցվում է ՖՆ-ի ուսուցման ալգորիթմներով, որոնց հիմնական սկզբունքն այն է, որ, հետադարձ կապերի շնորհիվ, քաշային M_5 տրանզիստորի փականի լարումը դառնում է տվյալ w_i կշռին համապատասխան լարում (6) արտահայտությունը): Ինչպես արդեն նշվեց, կշիռները կառավարվում են լարումներով, ուստի էՅՄ-ի կողմից կառավարվող կշիռներով ՖՆ-ի համար ամփոփեժն է մի երրորդ, թվա-անալոգային կերպափոխիչներից (ԹԱԿ) բաղկացած հանգույց: Տեխնոլոգիական իրականացման տեսանկյունից ԿՄԴԿ ԻՍՍ-ների պատրաստման համար ներկայումս գոյություն ունեն լավ ուսումնասիրված մեթոդներ: Ղրանք հնարավորություն են տալիս ստանալ ինտեգրացիայի գերբարձր աստիճան ունեցող սխեմաներ, ինչը նպաստում է նույն սիլիցիումային մակերեսի դեպքում ՖՆ-ի մուտքերի քանակի էական ավելացմանը:

Այսպիսով, Նկ.2-ում ներկայացված սխեման ոչ միայն հնարավորություն է տալիս ընդլայնելու ՖՆ-ի ֆունկցիոնալ հնարավորությունները, այլեւ իրականացվում է լավ հետազոտված եւ էժան տեխնոլոգիայով:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆ

1. Мкртчян С.О. Проектирование логических устройств ЭВМ на нейронных элементах. М. Энергия. 1977 - 198 с.

2 Սկրտչյան Ս.Ֆ., Նազարյան Կ.Ս. Դրական էլ բազմաապում սեւեռված կշիռներով շորմալ ճեղքների իրազդրոններ կոմպլեքսներում երկրեւել տրանզիստորներով: Ավանդ 1 Յալկ ԳՏԻՖ-ում 30.04.97, 125 AP 97 Երեւան:

3 Iwata A. Artificial Neural Network Accelerator Using DSP Chips // Digital Neural Networks-Japan. - 1992. - P. 174

4 Huang Sh., Ismail M. Design and Applications of a CMOS Analog Multiplier Cell Using the Differential Difference Amplifier // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. Boston, 1994. № 6. - P. 209-217

ՊԱԿ

12.05 1997

Изв. НАН и ГИУ Армянской РП, т. 11, № 1, 1997, с. 81-88

УДК 62-501.3

АВТОМАТИЗАЦИЯ И
СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

В.К. БРУТЯН, А.Р. БАДАЛЯН

МОДАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Уточняется вопрос о модальном управлении линейными системами с распределенными параметрами. Рассматриваются вопросы синтеза систем с идеальным законом модального управления (МУ) и практической реализации этого управления. Приближенная реализация закона МУ осуществляется конкретной процедурой аппроксимации пространственного параметра. Обсуждается отклонение приближенного закона от идеального закона МУ. Численные результаты относятся к задаче нагрева одномерного стержня.

Рассматриваются вопросы синтеза систем с идеальным законом модального управления (МУ) и практической реализации этого управления. Приближенная реализация закона МУ осуществляется конкретной процедурой аппроксимации пространственного параметра. Обсуждается отклонение приближенного закона от идеального закона МУ. Численные результаты относятся к задаче нагрева одномерного стержня.

Табл. 1. Библиогр. 14 назв.

The problem of linear system synthesis with an ideal law of modal control (MC) and practical implementation of this control is considered. Approximate implementation of MC laws is realized by a real procedure of the approximation space parameter. The approximation law deviation from the ideal MC law is discussed. The numerical results relate to the problem of one-dimensional rod heating.

Table 1. Ref. 14.

Введение. Теория модального управления (МУ) линейных систем с распределенными параметрами развивается весьма обширно [1-4]. Это расширение осуществляется путем аппроксимации, разработанной в [5-7] и, следовательно, отличается