

Приведены результаты численных расчетов (рис.2) для типичных p^+-n-p^+ -кремниевых ИПД с параметрами: $\mu_p \approx 450 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$, $V_{os} \approx 9 \cdot 10^5 \text{ см/с}$, $J_0 \approx 10 \text{ А/см}^2$, $S \approx 1,25 \cdot 10^{-4} \text{ см}^2$, $L \approx 5 \cdot 10^{-4} \text{ см}$, $T \approx 0,3 \cdot 10^{-10}$, $\theta_s \approx 0,186$, $N_s \approx 10^{14} \text{ см}^{-3}$, $N_s(L) \approx 10^{17} \text{ см}^{-3}$ (значению $N_s(L)$ соответствует $\alpha \approx 1,34 \cdot 10^4 \text{ см}^{-1}$). Показана зависимость η_B (соответствует кривой $\alpha=0$) от угла пролета θ (рис.2). Как видно, при наличии градиента легирующих примесей в пролетном участке ДОО по абсолютной величине увеличивается, а частотный диапазон смещается в область более низких частот.

Таким образом, с помощью выбора соответствующего профиля легирования примесей в n -области можно в ИПД структурах в определенных условиях увеличить ДОО по абсолютной величине.

ЛИТЕРАТУРА

1. Арутюнян В.М., Буниatian В.В. Инжекционно-пролетные диоды / ЕГУ. - Ереван, 1986. - 226с.
2. Harutunian V.M., Buniatian V.V. The influence of capture of the injected current carriers on the characteristics of BARITT diodes // Sol. St. Electron.-1977.-V.20, № 6.-P. 491-496.
3. Арутюнян В.М., Буниatian В.В. ВЧ характеристики ИПД с неоднородно распределенной примесью в пролетной области // Тез. докл.1-й Нац. конф. "Полупроводниковая микроэлектроника", 22-23 мая, Дилижан /ЕГУ. -1997.-С.95-99.
4. Wright G.T. Small-signal characteristics of semiconductor punch-through injection and transit time diodes // Sol.St.Electron.-1973.-V.16, № 8.- P.903-912.
5. Wright G.T. and Sultan N.B. Small-signal design theory and experiment for the punch-through injection transit time oscillator // Sol.St.Electron.-1973.-V.16, № 4.- P.535-544.
6. Eknoyan O., Sze S.M. and Yang E.S. Microwave BARITT diode with retarding field // Sol. St. Electron.- 1977. - V.20, № 4. - P.285-291.

ГИУА

13.08.1997

Изд. НАН и ГИУ Армении (сер. ТНТ. т. LI, № 3, 1998, с. 366 - 371)

ՀՏՊ 681.325.6

ՌԱԴԻՈԷԼԵԿՏՐՈՆԻԿԱ

Ա. Ս. ՍԿՐՏՅԱՆ

ՖՈՐՄԱԼ ՆԵՅՐՈՆԻ SSS ԻՆՏԵՐԱԼ ՍԻՆՏԱՆ

Գիտարկվում է ֆորմալ նեյրոնի էլեկտրական սխեման, ուրդ մուտքային - ելքային տրանզիստորային մակարդակներով լիովին համատեղելի է ավանդական տրանզիստորա-տրանզիստորային տրանզարանական (SSS) սխեմաների հետ, իր մեջ գտնվելով 1. SSS էսիտերադակտիված տրանզարանական (էԿՏ) սխեմաների արանձնահատկությունները (սխեմայի է գոյություն ունեցող տեխնոլոգիաներով ինտեգրալ իրականացման համար

Рассматривается электронная схема формального нейрона, которая по входным и выходным логическим уровням полностью совместима с традиционными ТТЛ схемами, сочетая в себе достоинства ТТЛ и ЭСЛ схем, и пригодна для интегрального исполнения по существующим технологиям.

Ил. 3. Табл. 1. Библиогр.: 5 назв.

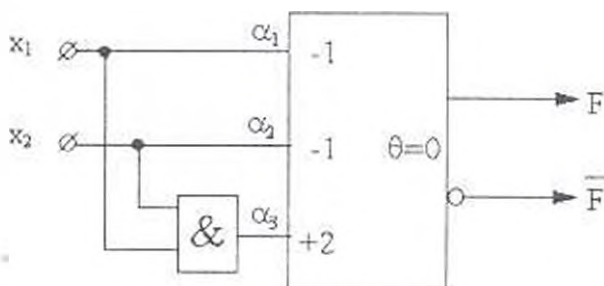
A formal neuron electronic circuit completely compatible with traditional TTL on input and output logic levels combining the advantages of TTL and ECL is considered. It suits for the integrated realization by existing technologies.

Ил. 3. Табл. 1. Ref. 5.

Ֆորմալ նեյրոնը (ՖՆ) բազմաֆունկցիոնալ եւ ուսուցանվող տրամաբանական էլեմենտ է, որը, ի տարբերություն սովորական շեմային տրամաբանական էլեմենտի, ի վիճակի է իրականացնել տվյալ քանակությամբ (δ) տրամաբանական փոփոխականների ցանկացած տրամաբանական ֆունկցիա [1,2,3]: Վերջին տարիներին նեյրոնային ցանցերի եւ նեյրոբունդիությունների հետ տարվող աշխատանքների ակտիվացման կապակցությամբ նեյրոնային էլեմենտների ինտեգրալ իրականացման խնդիրը խիստ արդիականացել է:

Ֆորմալ նեյրոնների ներկայումս գոյություն ունեցող էլեկտրական սխեմաները հիմնականում էմիտերակապակցված (էԿՏ) սխեմաներ են [4]: Մինչդեռ այսօր ամենատարածված ինտեգրալ միկրոսխեմաները տրանզիստորա-տրանզիստորային (ՏՏՏ) տրամաբանական սխեմաներն են, որոնք մուտքային եւ ելքային տրամաբանական մակարդակներով անհամատեղելի են ՖՆ-երի գոյություն ունեցող էլեկտրական սխեմաների հետ:

Ելնելով վերը ասվածից, ՖՆ-ի ՏՏՏ սխեմայի մշակումը օրվա խնդիր է, սխեմա, որը ոչ միայն օժտված է ՏՏՏ - էԿՏ սխեմաների դրական հատկանիշներով, այլեւ բավարարում է միկրոէլեկտրոնային տեխնոլոգիայի այսօրվա պահանջները եւ այդ իմաստով պիտանի է ինտեգրալ իրականացման համար:



Նկ. 1. Երկմուտք ՖՆ-ի օրինակ

Դիտարկենք AND տեսակի ՖՆ-ի օրինակ (Նկ. 1): Այն տարբերվում է ՈՒ Մակկալլոկի NAND նեյրոնից նրանով, որ այստեղ ֆունկցիոնալ X_1 եւ X_2

մուտքերը փոխադրում են միմյանց հետ ոչ թե «արգելում», այլ «թուլատրում» ձեւով [1, 4]: X_1 -ը եւ X_2 -ը կոչվում են ֆունկցիոնալ (տրամաբանական) մուտքեր, իսկ $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ մուտքերը սինապտիկ մուտքեր: Ընդհանուր դեպքում մեյոնի շեմային էլեմենտի (ՇԷ) աշխատանքը բնութագրվում է հետեւյալ առնչությամբ.

$$F = \text{sign} \left\{ \sum_{i=1}^n \alpha_i w_i - \theta \right\}, \quad (1)$$

որտեղ w_i -ն i -րդ սինապտիկ մուտքի կշիռն է ($w_i \in \{0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$), θ - ն մեյոնի գրգռման շեմը ($\theta = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$).

Ընդ որում, Sign ֆունկցիան որոշվում է հետեւյալ կերպ.

$$\text{Sign}(\varphi) = \begin{cases} 1, & \text{երբ } \varphi \geq 0, \\ 0, & \text{երբ } \varphi < 0: \end{cases} \quad (2)$$

Նշանակենք

$$\sigma_i = \sum_{i=1}^n \alpha_i w_i \quad (3)$$

եւ անվանենք գումարային գրգռում, որն ստանում է մեյոնը, երբ նրա մուտքին գալիս է ազդանշանների որոշակի համակցություն (կոմբինացիա): Առաջնորդվելով այս նշանակումներով եւ ընդունելով, որ $\theta = 0$, կարելի է ասել, որ նկ.1-ում բերված մեյոնն իրականացնում է

$$F = \overline{x_1} \overline{x_2} \vee x_1 x_2 \quad (4)$$

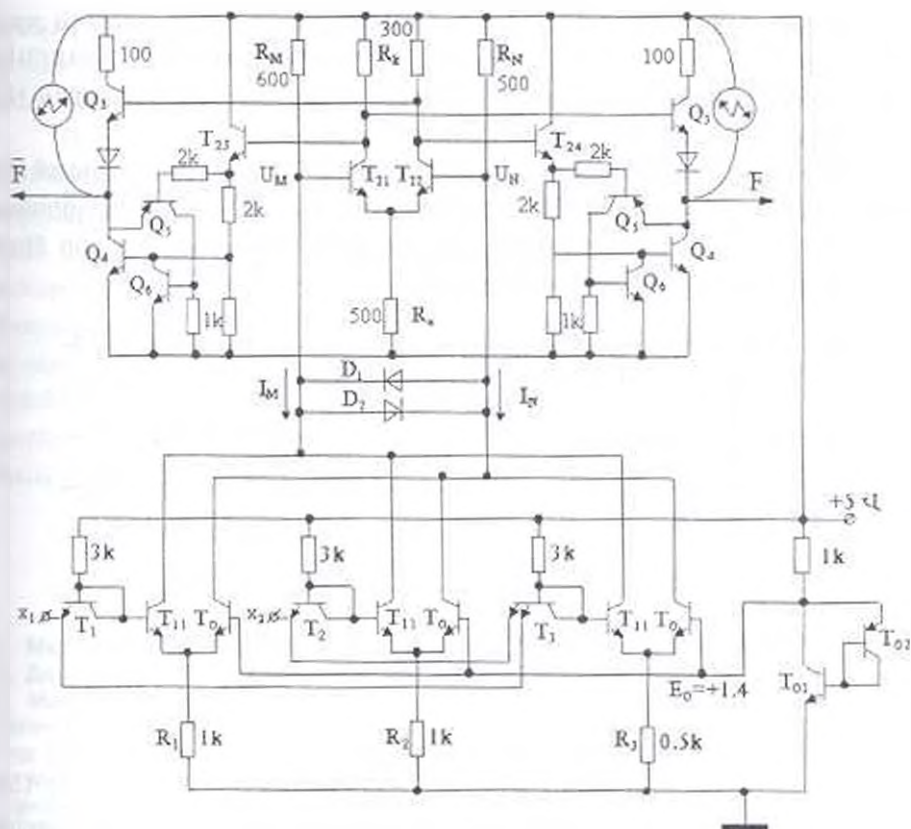
տրամաբանական ֆունկցիան, որը երբեմն կոչվում է «համարժեքության» կամ Վեբբի ֆունկցիա [5]: Դժվար չէ նկատել, որ վերջինս հանրահայտ «մոդուլ 2-ով գումարում» կամ «անհամարժեքություն» ֆունկցիայի բացասումն է: Այսինքն

$$\overline{F} = x_1 \overline{x_2} \vee \overline{x_1} x_2:$$

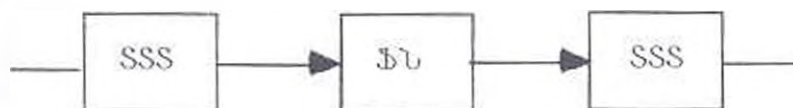
Նշենք մասն. որ (4) ֆունկցիան $F = \overline{x_1} \overline{x_2} \overline{x_3} \dots \overline{x_n} \vee x_1 x_2 x_3 \dots x_n$

ֆունկցիայի մասնավոր դեպքն է. ֆունկցիա, որը լայն կիրառություն ունի պատկերների ճանաչման խնդիրներում, մասնավորապես պատկերի եզրագիծը գտնելու համար.

Այժմ դիտարկենք նկ.1-ում բերված երկմուտք մեյոնի առաջարկվող SSS սխեման (նկ. 2): Սխեմայի հիմքում ընկած է երկկասկաղ ԷԿՏ սխեման, որը մասնամասն նկարագրված է գրականության մեջ [4]: Տարբերությունն այն է, որ սխեմայի մուտքային եւ ելքային կասկաղները կառուցված են այնպես, որ այն, առանց միջանկյալ համաձայնեցնող շղթաների, կարող է աշխատել SSS սխեմաների հաջորդական շղթայում (նկ.3):



Նկ. 2 Երկմուտք ֆորմալ նեյրոնի SSS սխեման



Նկ. 3 ՖՆ-ի տեղը սխեմաների հաջորդական շղթայում

Ինչպես երևում է Նկ.2-ի սխեմայից, երկկասկաղ եԿՏ սխեմայի կմախքը պահպանված է [4], այսինքն նեյրոնի սինապտիկ մուտքերն իրականացված են հոսանքի փոխանցատիչներով (ՀՓ), որոնց ելքերում դրական և բացասական հոսանքները գումարվում են, իսկ դրանց (I_M և I_N) համեմատումը տեղի է ունենում ելքային դիֆերենցիալ ուժեղարարի միջոցով, որի ելքերում նորից դրված են էմիտերային կրկնիչներ: Սխեմայի ելքում միացված են SSS սխեմայի ելքային կասկադները՝ հաջորդական Q_3 և Q_4 տրանզիստորներով (Նկ.2), սակայն միացումները կատարված են այնպես, որպեսզի ելքում ապահովվեն անհրաժեշտ տրամաբանական մակարդակները. $U'' \leq +0.3$ Վ, $U' \geq +3.6$ Վ:

Բացի դրանից, ելքային կասկաղը պարունակում է նաև հատուկ շղթա (Q_5, Q_6), որն ապահովում է Q_4 տրանզիստորի պաշտպանությունը գերբեռնվածության հոսանքից երբ տեղի է ունենում ելքի կարճ միացում +5V սնման գծալարի հետ (նկ.2):

Ֆև-ի էլեկտրական սխեմայի (նկ.2) հաշվարկի համար առաջնորդվում ենք Ֆև-ի կառուցվածքային (նկ.1) սխեմայով եւ (1)...(4) ֆունկցիոնալ առնչություններով: Դրանց հիման վրա նախ կազմում ենք նեյրոնի ճիշտ աշխատանքի (ճշնարտության) աղյուսակը:

Աղյուսակ					
x_1	x_2	$x_1 \& x_2$	$\sum_{i=1}^3 \alpha_i w_i$	F	Պայմանը
α_1	α_2	α_3			U_M, U_N I_M, I_N
0	0	0	0	1	$U_M < U_N$ $I_M > I_N$
0	1	0	-1	0	$U_M > U_N$ $I_M < I_N$
1	0	0	-1	0	$U_M > U_N$ $I_M < I_N$
1	1	1	0	1	$U_M < U_N$ $I_M > I_N$

Ելնելով էլեկտրական սխեմայից, կարող ենք գրել:

$$U_M = E - I_M R_M, \quad U_N = E - I_N R_N: \quad (5)$$

Աղյուսակի առաջին տողից հետեւում է, որ, անկախ I_M -ի եւ I_N -ի արժեքներից, ելման վիճակում ($X_1=X_2=0$) պետք է բավարարվի $F=1$ պայմանը: Զետեւաբար

$$R_M > R_N: \quad (6)$$

Դիֆերենցիալ ուժեղարարի նորմալ փոխանցատման համար բավարար է, որ M եւ N կետերի պոտենցիալները տարբերվեն իրարից գոնե $\Delta U = 0.3 \dots 0.4$ V-ով: Սխեմայից ելուելում է, որ եթե I_M, I_N հոսանքների մեծ տարբերության պատճառով ΔU ավելի մեծ լինի, քան 0.7 V, ապա կբացվի դ, կամ q_2 դիոդը, եւ տեղի կունենա I_M եւ I_N հոսանքների վերաբաշխում: Այսինքն, առաջարկվող սխեմայում միշտ $\Delta U = |U_M - U_N| < 0.7$ V:

Ելնելով էլեկտրական սխեմայից (նկ.2), եւ առաջնորդվելով աղ.1-ով, կարող ենք կազմել 4 անհավասարություններից բաղկացած մի համակարգ, որոնց մեջ մտնում են R_M, R_N, R_1, R_2 եւ R_3 ռեզիստորների փնտրվող արժեքները: Լուծելով անհավասարությունների համակարգը, կարող ենք որոշել այդ ռեզիստորների արժեքները: Սխեմայի մյուս շղթաների ռեզիստորների մեծությունները սկզբունքային նշանակություն չունեն նեյրոնի ճիշտ աշխատանքի համար: Այդ պատճառով այդ ռեզիստորների մեծությունները կվերցնենք նույնը ինչ որ դասական SSS եւ ԷԿՏ սխեմաներինը՝ որպեսզի տրանզիստորների աշխատանքային ռեժիմները չփոխվեն: Նկ.2-ում ռեզիստորների կողքին գրված են նրանց մոտավոր հաշվարկային արժեքները: Մնիորաժեշտության դեպքում կարելի է կատարել ավելի ճշգրիտ հաշվարկ

ելնելով տրանզիստորների պարամետրերից՝ Օգտագործելով ժամանակակից քոմպիլթերների հնարավորությունները, կարելի է ու-Ց պարամետրական տարածության մեջ որոշել նաեւ սխեմայի կայուն աշխատանքային կետը :

Այսպիսով, առաջարկվող սխեման զուգակցում է SSS սխեմաների արժանիքները, բարձր խանգարապաշտպանվածությունը մուտքից, ազդանշանի մեծ ամպլիտուդը եւ էԿՏ սխեմաների արագագործությունը (ԳՓ - ների տրանզիստորների աշխատանքի ակտիվ ռեժիմի շնորհիվ)։ Քանի որ առաջարկվող սխեմայում բացակայում են ռեակտիվ տարրեր, օգտագործվող բաղադրատարրերի (տրանզիստորներ, դիոդներ, ռեզիստորներ) տեխնոլոգիական թուլատրվածքները կարող են հասնել մինչեւ 10%, եւ այդ տիրույթում սխեման ղեռնու անսխալ կատարում է պահանջվող ֆունկցիան (4), ապա կարելի է ասել, առաջարկվող սխեման պիտանի է ինտեգրալ տեխնոլոգիայով իրականացման համար։

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆ

1. **Мкртчян С.О.** Нейроны и нейронные сети. - М.: Энергия, 1971. - 232 с.
2. **Дертоуэс М.** Пороговая логика. - М.: Мир, 1967. - 343 с.
3. **Маккаллоу У.** Символическое изображение нейрона в виде некоторой логической функции // Принципы самоорганизации: Сб. / Пер. с английского; Под ред. А.Я. Лернера. - М.: Мир, 1966. - 621 с.
4. **Мкртчян С.О.** Проектирование логических устройств ЭВМ на нейронных элементах - М.: Энергия, 1977. - 200 с.
5. **Поспелов Д.А.** Логические методы анализа и синтеза схем. - М.: Энергия, 1964. - 320 с.

ГИУА

14.01.1997

Изв. НАН и ГИУ* Армении (сер. ТЕ), т. 1, № 3, 1998, с. 371 - 374

УДК 621.349.74

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

В.Е. АРУСТАМЯН, Х.А. МАЗХАР

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ОПТИМИЗАЦИИ ЦИФРОВОГО КАНАЛА

*Ինտերվալում է լավորեն կատարվող բախարեղան հնարավորությունը հաղորդումի ժամանակի եւ կապուղի իրադրման ժամանակի գումարային սղմելի նվազեցման շահավարտիվ

Рассматривается возможность оптимизации цифрового канала путем минимизации суммарного значения времени передачи и затрат на реализацию канала.

Ил. 2. Библиогр. 3 назв.