

Մ.Տ. ԳՐԻԳՈՐՅԱՆ

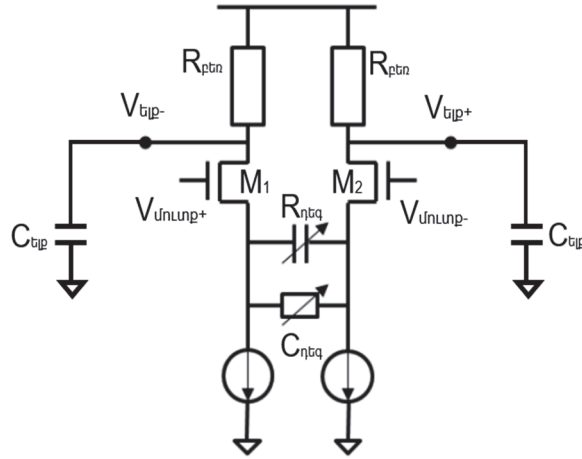
ԸՆԴՈՒՆԻՉ ՀԱՆԳՈՒՅՑՈՒՄ ՀԱՄԱՀԱՐԹԵՑՄԱՆ ՄԽԵՄԱՅԻ ԳԾԱՅԼՈՒԹՅԱՆ
ԿԱՐԳԱԲԵՐՄԱՆ ՀԱՄԱԿԱՐԳ

Ներկայացված է տեղեկատվության հաջորդական փոխանցման մուտք-ելք հանգույցների ընդունիչ բաղադրիչում տեղակայված երկկասկադ ասինքրոն գծային համահարթեցման սխեմայի գծայնության կարգաբերման համակարգի կառուցման մեթոդ: Ներդրվել է մուտքային լարման ընդհանուր բաղադրիչով կառավարվող համակարգ, որը լուծելով դիֆերենցիալ ճյուղերի հոսանքների հավասարաչափ փոփոխման հարցը՝ թույլ է տալիս էապես մեծացնել համակարգի գծայնությունը, ինչը հանգեցնում է սխեմայի ելքային աշխատանքային տիրույթի մեծացմանը: Փորձնական արդյունքները վկայում են, որ առաջարկված մեթոդի կիրառման դեպքում ուժեղացման գործակցի շուրջ 6% փոքրացման հաշվին համակարգի գծայնությունը մեծանում է ~35%-ով:

Առանցքային բառեր. ընդունիչ հանգույց, ասինքրոն գծային համահարթեցման սխեմա, բացասական ունակություն, համակարգի գծայնություն, 1 μ Ս սեղմման կետ, դրական հետադարձ կապ:

Ներածություն: Ժամանակակից հաջորդական փոխանցման և ընդունման գերարագ համակարգերում արդիական է դառնում հոսքուղու պատճառով աղավաղված տեղեկության վերականգման խնդիրը [1]: Հայտնի է, որ հոսքուղին ունի ցածր հաճախականային գոտիի բնութագիծ, և փոխանցվող տեղեկատվության արագության մեծացմանը զուգընթաց աճում է նաև ազդանշանի ճնշման չափը: Հետևաբար՝ աղավաղված ազդանշանի վերականգնումը պահանջում է ընդունիչ հանգույցում համահարթեցման բարդ համակարգի ներառում:

Հայտնի մոտեցումներից մեկում ազդանշանը կարելի է վերականգնել՝ օգտագործելով ասինքրոն գծային համահարթեցման սխեման (ԱԳՀՄ) և միակարգ որոշող հետադարձ կապով թվային գոտի [2]: ԱԳՀՄ-ն բաղկացած է դիֆերենցիալ ուժեղարարից և ցածր հաճախությունները ճնշող ունակային ու ռեգիստրիվ տարրերից (նկ. 1):



Նկ. 1. Ասինքրոն զծային համահարթեցման սխեման

Սխեմայի փոխանցման ֆունկցիան է՝

$$H(s) = \frac{g_m}{C_{տլք}} * \frac{s + \frac{1}{R_{\eta\epsilon q} C_{\eta\epsilon q}}}{\left(s + \frac{1 + g_m R_{\eta\epsilon q}/2}{R_{\eta\epsilon q} C_{\eta\epsilon q}}\right) \left(s + \frac{1}{R_{բեռ} C_{տլք}}\right)}, \quad (1)$$

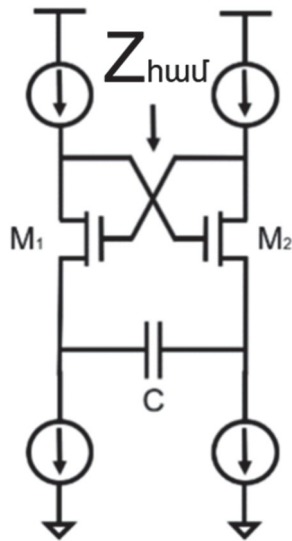
որտեղ g_m -ը մուտքային տրանզիստորի հաղորդականությունն է, $R_{բեռ}$ -ը՝ ուժեղարարի բեռը, իսկ $R_{\eta\epsilon q}$ -ը և $C_{\eta\epsilon q}$ -ը՝ համապատասխանաբար հետադարձ կապի դիմադրությունն ու ունակությունը:

Փոխանցման ֆունկցիայի զրոն և բևեռները որոշվում են հետևյալ կերպ՝

$$\omega_{զրո} = \frac{1}{R_{\eta\epsilon q} C_{\eta\epsilon q}}, \quad \omega_{բևեռ1} = \frac{1 + g_m R_{\eta\epsilon q}/2}{R_{\eta\epsilon q} C_{\eta\epsilon q}}, \quad \omega_{բևեռ2} = \frac{1}{R_{բեռ} C_{տլք}}; \quad (2)$$

Ցածր ուժեղացման գործակից ունենալու պատճառով նման կառուցվածքը հնարավորություն չի տալիս՝ ամբողջությամբ վերականգնելու աղավաղված ազդանշանը: Ռեգիստիվ բեռի փոխարեն օգտագործելով ինդուկտիվ տարր՝ կարելի է մեծացնել ԱԳՀՄ-ի ուժեղացման գործակիցը [3]: Սակայն ինդուկտիվ տարրի ներդրումը հանգեցնում է մեծ մակերեսի կորստին, ինչպես նաև ինդուկտիվության արժեքի մեծ փոփոխությանը՝ կախված տեխնոլոգիական գործընթացից, սնման լարումից ու ջերմաստիճանից:

ԱԳՀՄ-ի ուժեղացման գործակիցը կարելի է մեծացնել՝ օգտագործելով բացասական ունակության սխեմայի (ԲՈԻՄ) առավելությունները [4]: ԲՈԻՄ-ը կազմված է ունակությունից և երկու միանման տրանզիստորներից, որոնք միացված են դրական հետադարձ կապով (նկ. 2):



Նկ. 2. Բացասական ունակության սխեման

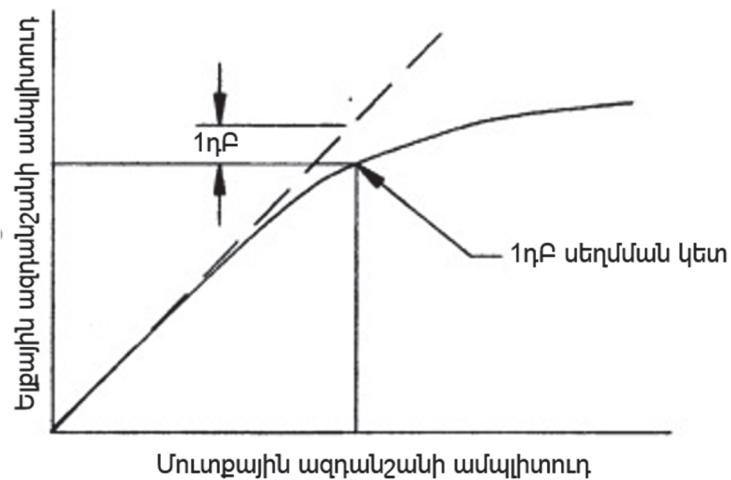
Նման կառուցվածքով ձևավորված դրական հետադարձ կապը հնարավորություն է տալիս՝ ստանալու բացասական արժեքով կոմպլեքս դիմադրություն: Միսեմայի կոմպլեքս դիմադրությունն է՝

$$Z_{\text{համ}} = - \frac{1}{sC} \frac{g_m + s(C_{\text{փական-աղբյուր}} + 2C)}{g_m - sC_{\text{փական-աղբյուր}}}, \quad (3)$$

որտեղ g_m -ը հետադարձ կապի տրանզիստորի հաղորդականությունն է, իսկ $C_{\text{փական-աղբյուր}}$ -ը՝ այդ տրանզիստորի փական-աղբյուր պարագիտային ունակությունը:

Տեղադրելով ԲՈՒՄ-ը ասինքրոն գծային ուժեղարարից հետո և կառավարելով դրա հենակային հոսանքը հոսանքի թվաանալոգային ձևափոխիչով (ԹԱՁ)՝ կարելի է ստանալ թվային կոդով դեկավարվող և առավել մեծ աշխատանքային հաճախությամբ ու ուժեղացման գործակցով ուժեղարար [5]: Կախված տեխնոլոգիական գործընթացից՝ ԲՈՒՄ-ում դրական հետադարձ կապով միացված տրանզիստորները կաշիատեն միայն կոնկրետ լարումների տիրույթում, ինչը կհանգեցնի համակարգի ոչ գծայնության մեծացմանը:

Խնդրի դրվածքը և մեթոդիկայի հիմնավորումը: Ուժեղարարների հիմնական պարամետրերից է գծայնությունը [6]: Այն չափվում է 1 μF սեղմման կետով (նկ. 3):

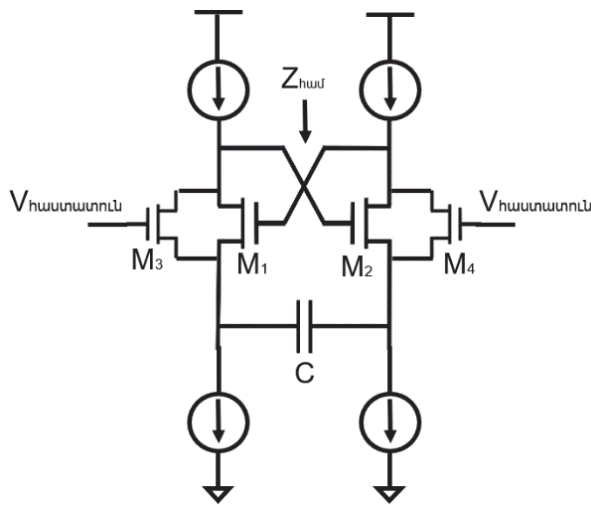


Նկ. 3. 1 զԸ սեղմման կետը

1 զԸ սեղմման կետը մուտքային ազդանշանի ամպլիտուդի այն մակարդակն է, որի հետևանքով ուժեղացման գործակիցը 1 զԸ-ով պակաս է նուրբնալ արժեքից: Սակայն կարևոր է նաև այդ կետում ելքային ազդանշանի մակարդակը: Այն պետք է լինի բավարար բարձր՝ հաջորդ հանգույցի մուտքային աշխատանքային տիրույթը ներառելու համար: Քանի որ ԱԳՀՄ-ին հաջորդում է որոշող հետադարձ կապով համահարթեցման սխեման, և այն աշխատում է մինչև 150 մՎ մուտքային ազդանշանի ամպլիտուդով, ուստի 1 զԸ սեղմման կետի դեպքում ելքային ազդանշանի ամպլիտուդը պետք է լինի ոչ պակաս, քան 150 մՎ [2]:

ԲՈՒՄ-ի աշխատանքի հիմքը դրական հետադարձ կապ ապահովող երկու տրանզիստորների հաղորդականությունն է: Հոսանքի աղբյուրները նախատեսված են նախորդ հանգույցից հաստատուն հոսանք չվերցնելու համար, ինչն ապահովում է սխեմայի անկախ աշխատանքը: «M₁» և «M₂» տրանզիստորներն ունեն նույն չափերը և միևնույն լարման անկման դեպքում ապահովում են դիֆերենցիալ ճյուղերում միանման հոսանք: Սակայն մուտքային լարման փոփոխական բաղադրիչի առկայության դեպքում փոխվում են դրանք կառավարող լարումները, ինչը դրական հետադարձ կապի հաշվին թույլ է տալիս ապահովել ավելի արագ փոխանջատում: Սակայն լարման ցածր արժեքների դեպքում «M₁» և «M₂» տրանզիստորները հայտնվում են փակ ռեժիմում, և դիֆերենցիալ ճյուղերի միջև խախտվում է հաստատուն բաղադրիչի նկատմամբ շեղվածության չափը:

Առաջարկվում է «M₁» և «M₂» տրանզիստորներին զուգահեռ միացնել «M₃» և «M₄» տրանզիստորները, որոնք կկառավարվեն մուտքային ազդանշանի միայն հաստատուն բաղադրիչով (նկ. 4):

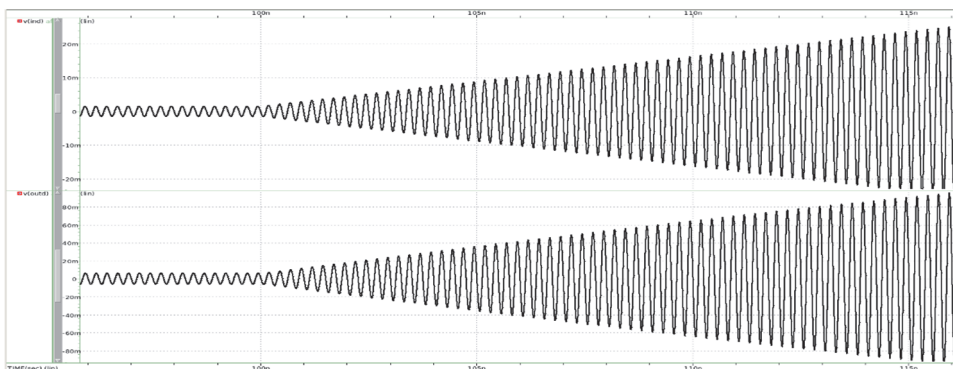


Նկ.4. Բացասական ունակության առաջարկվող սխեման

«M3» և «M4» տրանզիստորների առկայությունը թուլացնում է բացասական հետադարձ կապի ազդեցությունը, բայց ապահովում է դիֆերենցիալ ճյուղերի հոսանքի կայունությունը: Արդյունքում դիֆերենցիալ ճյուղերի հոսանքներն աճում և նվազում են նույն համամասնությամբ, ինչով էլ ապահովում են ամբողջ համակարգի գծայնությունը:

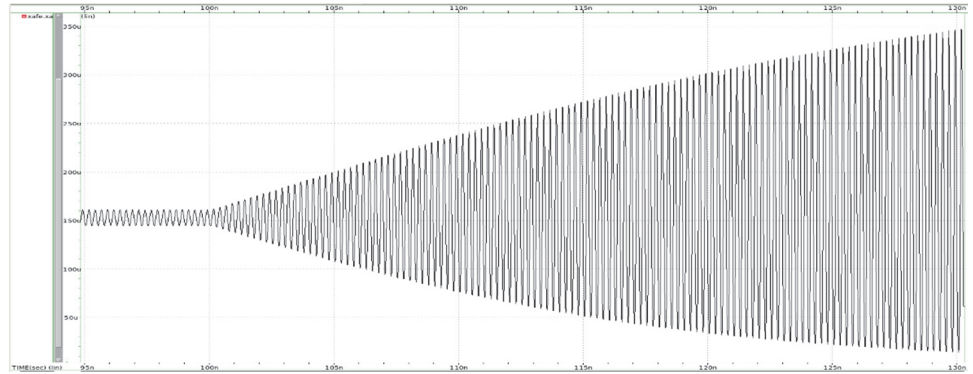
Հետազոտության արդյունքները: Առաջարկվող սխեման նախագծվել է «ՄԱՌԻԴ 14 նւ» տեխնոլոգիայով [7] և «Custom compiler» ծրագրային գործիքի միջոցով [8]: Մոդելավորումը կատարվել է «HSPICE» ծրագրային գործիքի միջոցով [9]:

Նախագծվել են ԱԳՀՄ և ԲՈԻՄ հանգույցները: 1 η սեղմման կետի չափման նպատակով կատարվել է սխեմայի ժամանակային մոդելավորում: Մոդելավորման ընթացքում ԱԳՀՄ-ի մուտքին տրվել է սինուսային ազդանշան, որի ամպլիտուդը ժամանակի ընթացքում սկսում է աճել (նկ. 5):



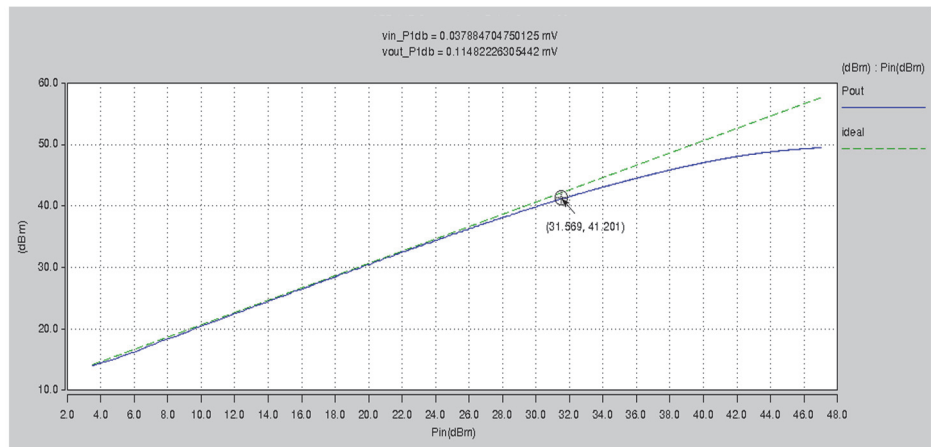
Նկ. 5. Մուտքային և ելքային ազդանշանները

Ինչպես երևում է «M1» և «M2» տրանզիստորների հոսանքների գրաֆիկից, դրանք աճում և նվազում են ոչ հավասարաչափ (նկ. 6):



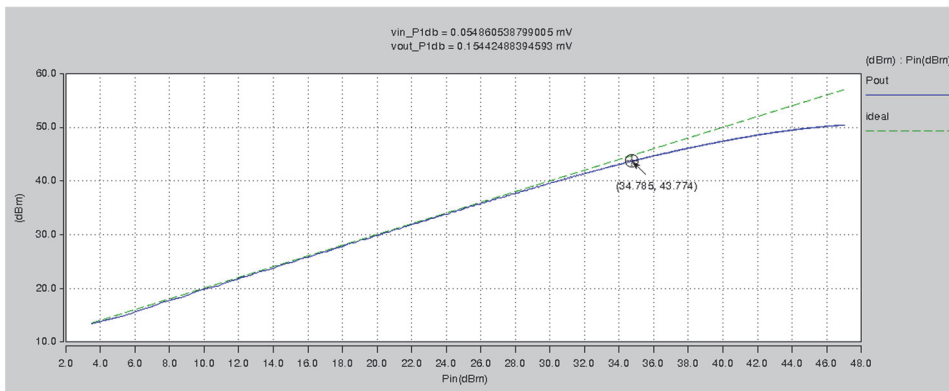
Նկ. 6. «M1» և «M2» տրանզիստորների հոսանքները

Համակարգի գծայնության գնահատման նպատակով մոդելավորման ընթացքում չափվել է համակարգի 1 դԲ սեղմման կետը անկյունային վատագույն դեպքում՝ առանց ներդրված «M3» և «M4» տրանզիստորների (նկ. 7):



Նկ. 7. Առանց ներդրված «M3» և «M4» տրանզիստորների 1դԲ սեղմման կետը

Այնուհետև ներդրվել են «M3» և «M4» տրանզիստորները այնպիսի համամասնությամբ, որ 1 դԲ սեղմման կետի ժամանակ ելքային ազդանշանի ամպլիտուդը լինի ոչ պակաս, քան 150 մՎ (նկ. 8):



Նկ. 8. Ներդրված «M3» և «M4» տրանզիստորներով 1ԴԲ սեղմման կետը

Համակարգի ուժեղացման գործակցի փոփոխության գնահատման նպատակով կատարվել է նաև հաճախականային մոդելավորում: Արդյունքներն ամփոփված են հետևյալ աղյուսակում:

Աղյուսակ

Համակարգի ամփոփ արդյունքները

	Առանց ներդրված «M3» և «M4» տրանզիստորների	Ներդրված «M3» և «M4» տրանզիստորներով	Տարբերություն
Ուժեղացման գործակիցը (ԴԲ) 5 ԳՀԶ-ում	9,88	9,25	-0,63 (-6,3%)
Ուժեղացման գործակիցը (ԴԲ) 4 ԳՀԶ-ում	10,36	9,8	-0,56 (-5,4%)
1 ԴԲ սեղմման կետում ելքային ազդանշանի մակարդակը (ՄՎ)	114,8	154,4	39,6 (+34,5%)

Աղյուսակում բերված արժեքները վկայում են, որ համակարգի գծայնությունը բարձրացել է մոտավորապես 35%-ով, իսկ ուժեղացման գործակիցը աշխատանքային հաճախություններում փոքրացել է շուրջ 6%-ով:

Եզրակացություն: Առաջարկվող «M3» և «M4» տրանզիստորների ներդրմամբ լուծվում է բացասական ունակության սխեմայի դիֆերենցիալ ճյուղերի համաչափ փոփոխության խնդիրը, որը հանգեցնում է ընդհանուր համակարգի գծայնության մեծացմանը: Մեթոդի կիրառմամբ հնարավոր է եղել 1 ԴԲ սեղմման կետում ելքային ազդանշանի ամպլիտուդը բարձրացնել ~35%-ով՝ համակարգի ուժեղացման գործակցի շուրջ 6% փոքրացման հաշվին:

ԳՐԱԿԱՆՈՒԹՅԱՆ ՑԱՆԿ

1. High PSRR and accuracy receiver active equalizer / **V.S. Melikyan, A.S. Sahakyan, H.H. Dingchyan, et al** // In 2014 IEEE 34th International Scientific Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 2014. – P. 194-197.
2. **Choi Y., Kim Y.B.** A 10-Gb/s receiver with a continuous-time linear equalizer and 1-tap decision-feedback equalizer // 2015 IEEE 58th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). – 2015. – P. 1-4.
3. A 56 Gb/s 6 mW 300 um² inverter-based CTLE for short-reach PAM2 applications in 16 nm CMOS / **K. Zheng, Y. Frans, K. Chang, et al** // 2018 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC). – 2018. – P. 1-4.
4. **Mrković B., Ašenbrener M.** The simple CMOS negative capacitance with improved frequency response // 2012 Proceedings of the 35th International Convention MIPRO). – 2012. – P. 87-90.
5. Two Stage CTLE For High Speed Data Receiving / **M.T. Grigoryan, A.A. Atanesyan, G.H. Hakobyan, et al** // In 2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO). – 2020. – P. 374-377.
6. Automatization of compression point 1dB (CP1dB) and input 3rd order intercept point (IIP3) measurements using lab VIEW platform / **E.V. Balashov, D. Pasquet, A.S. Korotkov, et al** // International Symposium on Signals, Circuits and Systems. – 2005. – P. 195-198.
7. **Melikyan V., Martirosyan M., Piliposyan G.** 14nm Educational Design Kit: Capabilities, Deployment and Future // Small Systems Simulation Symposium. - 2018. - P. 37-41.
8. Galaxy Custom Designer Schematic Editor User Guide, Synopsys Inc. - 2014. -236p.
9. HSPICE Reference Manual, Synopsys Inc.- 2018. -968p.

Հայաստանի ազգային պոլիտեխնիկական համալսարան: Նյութը ներկայացվել է խմբագրություն 25.01.2022:

М.Т. ГРИГОРЯН

СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ЛИНЕЙНОСТИ ЭКВАЛАЙЗЕРА В ПРИЕМНИКЕ

Представлена система улучшения линейности двухкаскадной схемы асинхронного линейного эквалайзера, расположенной в приемнике высокоскоростной системы передачи данных. Это позволяет значительно повысить линейность системы, что приводит к увеличению выходного рабочего диапазона схемы. Введена система, управляемая синфазным напряжением входного сигнала, которая решает проблему равномерного изменения токов в дифференциальных парах. Результаты моделирования показывают, что в худшем случае предложенный метод увеличивает линейность системы на 35% за счет снижения коэффициента усиления на 6%.

Ключевые слова: приемник, асинхронный линейный эквалайзер, отрицательный конденсатор, линейность системы, точка сжатия 1 дБ, положительная обратная связь.

M.T. GRIGORYAN

**A SYSTEM FOR REGULATING THE LINEARITY EQUALIZER IN A
RECEIVER**

The improvement of linearity of the two-stage continuous time linear equalizer circuit located in the receiver of the high speed SER-DES data transmission system is presented. It allows to significantly increase the linearity of the system, which leads to an increase in the output working range of the circuit. A system controlled by a common mode of the input voltage has been introduced, which solves the problem of evenly changing currents in differential pairs. Simulation results show that in the worst case the proposed method increases the linearity of the system by 35% due to the reduction of the amplification coefficient by 6%.

Keywords: receiver (RX), continuous time linear equalizer (CTLE), negative capacitance (neg-C), the linearity of system, 1 dB compression point, positive feedback.