

ТРЕТА НАЦИОНАЛНА НАУЧНО-ПРИЛОЖНА КОНФЕРЕНЦИЯ
ЕЛЕКТРОННА ТЕХНИКА ЕТ-94

ИССЛЕДВАНЕ НА НЯКОИ ИЗТОЧНИЦИ НА НЕЛИНЕИНИ
ИЗКРИВЯВАНИЯ В АНАЛОГОВИТЕ СЗВ С ПЛАВАЩИ ГЕЙТОВЕ

к.н. А.В. Андонова, ТУ - София

Нелинейните изкривявания представляват един от най-важните проблеми когто трябва да се преодоляват в процеса на проектиране на аналоговите устройства на базата на структурите със зарядна връзка /СЗВ/. Такива изкривявания възникват както в СЗВ - преместващия регистър, така и в изходните /съгласувани/ стъпала на СЗВ устройствата. Използването на схема сорсов повторител като изходно стъпало, включена към плаващ гейт дава възможност да се предаде информация за големината на зарядните пакети по-нататък към електронните схеми. Една от най-широките области на приложение на аналоговите линейни СЗВ линии са филтрите. Филтрите са настроевана амплитудно-честотна характеристика се проектират на основата на СЗВ с плаващи гейтове /ИГ/, което осигурява неизразувано предаване на информацията от определени участъци на линейните линии /ЗЛ/ [1]. В настоящата работа се анализират нелинейните изкривявания в аналоговите СЗВ, възникващи в сорсовия повторител. Така като нелинейните изкривявания възникващи в процеса на предаване на аналоговия сигнал към ИГ са разгледани в други работи на автора.

На фиг. 1 е дадена схема на СЗВ зл с плаващи гейтове. Сорсовият повторител. През тази изменението на потенциала на "плаващия" гейт към

изхода на схемата и съгласува товара с изхода на с.ч.

Амплитудните искривявания са обусловени от нелинейната зависимост на изходното напрежение от входното и могат да се представят във вида:

$$D = 10 \log \left[\left(\frac{1}{4} \cdot \frac{d^2 U_{out}}{d U_{in}^2} \cdot \frac{d U_{in}}{d U_{out}} \right)^2 U_{in}^2 + \left(\frac{1}{24} \cdot \frac{d^2 U_{out}}{d U_{in}^2} \cdot \frac{d U_{in}}{d U_{out}} \right)^2 U_{in}^4 + \dots \right].$$

Ако се ограничим с разглеждането на втория хармоник

$$D = 20 \log \left[\left(\frac{1}{4} \cdot \frac{d^2 U_{out}}{d U_{in}^2} \cdot \frac{d U_{in}}{d U_{out}} \right) U_{in} \right],$$

където U_{in} е амплитудата на хармоничния сигнал на входа. За по-голямо удобство при анализа коефициентът на предаване на схемата се представя като произведение от коефициентите на предаване на сорсията повторител dU_{out}/dU_{FG} и напрежението на входа на плавашия гейт dU_{FG}/dU_{in} . Тогава

$$D = 20 \log |d_1 + d_2|,$$

където

$$d_1 = \frac{1}{4} \cdot \frac{d^2 U_{out}}{d U_{FG}^2} \cdot \frac{d U_{FG}}{d U_{out}} \cdot U_{in}, \quad d_2 = \frac{1}{4} \cdot \frac{d^2 U_{FG}}{d U_{in}^2} \cdot \frac{d U_{in}}{d U_{FG}} \cdot U_{in} \quad (1)$$

Тук d_1 е коефициентът на нелинейни искривявания в сорсията повторител, а d_2 – в процеса на "предаване" на сигнала от входа на устройството към плавашия гейт /ПГ/.

Коефициентът на предаване на сорсията повторител се променя с изменение на праговото напрежение на транзистора U_T [2] и на дължината на каналите на транзистори 2 и 3, намиращи се в режим на насищане.

От условието за равенство на токовете на транзисторите произтича следната функционална връзка между U_{out} и U_{FG} :

$$U_{out} = U_{FG} - U_T - \beta [(U_{out} + \Delta \gamma_o)^{1/2} - (\Delta \gamma_o)^{1/2}] - (\beta_{30}/\beta_{20})^{1/2} \times \\ \times E_o^* [(1 - \mu^{1/2})/(1 - \gamma^{1/2})]^{1/2}, \quad (2)$$

където изменението на дължините на каналите на транзисторите се определя от променливите

$$\mu = L(E_o^* - U_{FG}) \quad \gamma = \beta(U_{out} - E_o) \quad (3)$$

и съответно

$$L = \frac{2 \mathcal{E}_{Si}}{q} \cdot \frac{1}{L_{o2}^2}$$

$$\beta = \frac{2 \mathcal{E}_{Si}}{q N} \cdot \frac{1}{L_{o3}^2}$$

са коефициенти, определени от диелектрическата константа на полупроводника (δ), заряда на електрона (q), специфичната концентрация на примеси в Si (N), дълчините на каналите на транзистори 2 и 3 (L_{02} , L_{03}), когато транзисторите се намират на границата на пентодния и триодния режими:

$$E_v^* = E_v + U_{T2}, \quad E_o^* = E_o - U_{T3}$$

са ефективните захранващи напрежения; β_{20} , U_{T2} , β_{30} , U_{T3} са специфичните стръмности и прагови напрежения на двата транзистора, а δ е коефициент на влияние на подложката; ΔY_o – е контактната разлика на потенциалите.

След диференциране на (2) и заместване в израза за d_1 се получава:

$$d_1 = 0,25 \mu_{in} (K_L \frac{d K_u}{d U_{out}} + \frac{1}{K_L} \cdot \frac{d K_L}{d U_{FG}}), \quad (4)$$

където $K_u = [1 + 0,25 \delta (U_{out} + \Delta Y_o)^{-1/2}]^{-1}$

$$K_L = 1 - 0,25 E_o^* (\beta_{30}/\beta_{20})^{1/2} \beta (1 - \delta^{1/2})^{-1} [(L_{03}/L_{02})^2 (z/\mu)^{1/2} + (z\nu)^{-1/2}]$$

са коефициенти на предаване на повторителя, обусловени съответно от изменението на праговото напрежение и от дълчината на канала

$$\frac{d K_u}{d U_{out}} = 0,25 \delta (U_{out} + \Delta Y_o)^{-3/2} K_u^2$$

$$\frac{d K_L}{d U_{FG}} = - \frac{0,25 E_o^* (\beta_{30}/\beta_{20})^{1/2} \beta^2}{1 - \delta^{1/2}} \left\{ \frac{(L_{03}/L_{02})^2 (z/\mu)^{1/2} + (z\nu)^{-1/2}}{2 \nu^{1/2} (1 - \nu^{1/2})} + \right.$$

$$\left. + (L_{03}/L_{02})^2 \frac{d}{d\nu} [(z/\mu)^{1/2}] + \frac{d}{d\nu} [(z\nu)^{-1/2}] \right\}$$

$$\frac{d}{d\nu} [(z/\mu)^{1/2}] = \frac{0,25 (z/\mu)^{1/2}}{1 - \nu^{1/2}} [(z/\mu)(2 - 3\mu^{1/2})(L_{03}/L_{02})^2 - \nu^{-1/2}]$$

$$\frac{d}{d\nu} [(z\nu)^{-1/2}] = - \frac{0,25 (z\nu)^{-1/2}}{1 - \mu^{1/2}} [(z\nu)^{-1}(2 - 3\nu^{1/2}) - (L_{03}/L_{02})^2 \mu^{-1/2}]$$

$$z = (1 - \nu^{1/2}) / (1 - \mu^{1/2}).$$

В частния случаи, когато $L_{03} = L_{02}$ при $U_{out} = 0,5(E_o^* + E_v^*)$ се получава $\mu = \nu$ и $z = 1$. За тази стойност на U_{out}

$$\frac{d}{d\nu} [(z/\mu)^{1/2}] = - \frac{d}{d\nu} [(z\nu)^{-1/2}].$$

Тогава (4) приема вида

$$d_1 = \frac{U_{in}}{16} \left[\frac{\gamma}{(U_{out} + \Delta \varphi_o)^{3/2}} - \frac{E_o^* (\beta_{30}/\beta_{20})^{1/2} \beta^2}{\gamma (1 - \gamma^{1/2})^2} \right]$$

при предположение, че $1 - K_u \ll 1$.

От (4) и (5) следва, че нелинейните изкривявания при определено съчетание на параметрите стават минимални, тъй като се компенсират двата ефекта: модулацията на праговото напрежение и на дължините на каналите на транзисторите.

Съотношението между параметрите на MOS-структурите при които се осигурява минимум на нелинейните изкривявания е

$$\frac{\beta_{20}}{\beta_{30}} = \left\{ \frac{E_o^* \beta}{[1 - \sqrt{0.5 \beta (E_{dd}^* - E_o^*)}]^2} \cdot \frac{[0.5(E_d^* - E_o^*) + \Delta \varphi_o]^{3/2}}{0.5 \gamma (E_d^* - E_o^*)} \right\}^2. \quad (6)$$

Така за $E_o^* = 5V$, $E_d^* = 16V$, $\Delta \varphi_o = 0.5V$, $\gamma = 0.33V^{1/2}$ се изчислява, че $\beta_{20}/\beta_{30} = 112$.

Нелинейните изкривявания в точката където втората производна е равна на нула са

$$d_1 = \frac{1}{64} \cdot \frac{\gamma U_{in}^2}{[0.5(E_o^* - E_d^* + \Delta \varphi_o)]^{5/2}} + \frac{E_o^* (\beta_{30}/\beta_{20})^{1/2} \beta U_{in}^2}{24(1 - \gamma^{1/2})^2 (E_d^* - E_o^*)^2}.$$

За посочените параметри, при $U_{in} = 1V$ пресмятанията определят стойността $5.6 \cdot 10^{-5}$ или $-85dB$.

По-малко строги са изискванията към съотношението на специфичните стръмности на транзисторите, ако единия от тях е с по-голяма дължина на канала.

От (4) при $L_{o2} \gg L_{o3}$ се получава

$$\frac{\beta_{20}}{\beta_{30}} = \left\{ \frac{E_o^* \sqrt{\beta}}{4 \gamma} \cdot \frac{5 \sqrt{\beta (U_{out} - E_o^*)} - 2}{[1 - \sqrt{\beta (U_{out} - E_o^*)}]^{5/2}} \cdot \frac{(U_{out} + \Delta \varphi_o)^{3/2}}{(U_{out} - E_o^*)^{3/2}} \right\}^2. \quad (7)$$

За горните параметри се изчислява $\beta_{20}/\beta_{30} = 4.49$. Компенсация ще има само при

$$5(\beta (U_{out} - E_o^*))^{1/2} - 2 > 0$$

или при отчитане на израз (3)

$$NL^2 < \mathcal{E}_{Si}(U_{out} - E_o^*)/0,16.q$$

Когато $L_{03} \gg L_{02}$, то

$$\frac{b_{20}}{b_{30}} = \left[\frac{E_o^* \mathcal{L}^{1/2}}{4.8} \cdot \frac{(2-3\mu)^{1/2}}{(1-\mu^{1/2})^{3/2}} \cdot \frac{[U_{out} + \Delta Y_o]^{3/2}}{(E_o^* - U_{in})^{3/2}} \right]^2 . \quad (8)$$

За същите параметри се получава $b_{20}/b_{30} = 8,1$. В дадения случай компенсация има при

$$2-3\mu^{1/2} > 0 , \quad NL^2 > \mathcal{E}_{Si}(E_o^* - U_{out})/0,44.q$$

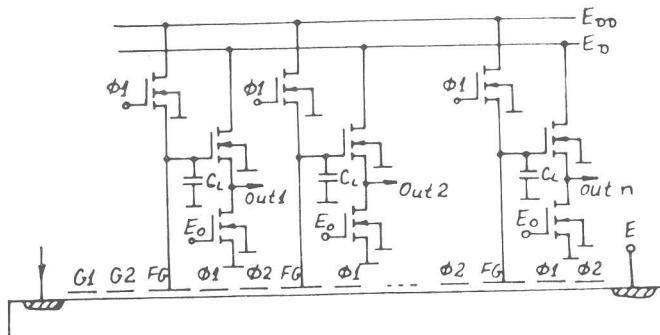
Ако съотношението на стръмностите на транзисторите е избрано от други съображения, то от (3) и (8) може да се изчисли E_o^* , обезпечаващо минимални нелинейни искривявания. Така за транзистори с минимални дължини на каналите при $b_{20}/b_{30} = 30$ по формула (3) се получава $E_o = 2,6$ V.

Нелинейните искривявания са измервани на изхода на сорсовия повторител включен на изходното стъпало на 128 елементна СЗВ ЗЛ. Нивото на нелинейните искривявания на сигнала от генератора бе под -75 dB. Честотата на тактовите импулси при експеримента е 60 kHz, а на сигнала 1 kHz. За подтискане на искривяванията, свързани със работата на генератора на тактовите сигнали бе използван филтър с затихване -80 dB/dec. Така са измерени нелинейни искривявания, обусловени от наличието на пет хармоники.

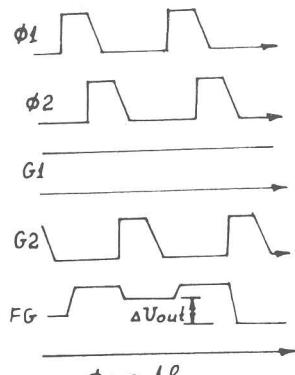
На фиг.2 са показани резултатите от експерименталните изследвания и теоретичните изчисления (4). Отчитането на ефекта на модулация на дълчините на каналите на транзисторите води до добро съгласуване на теоретичните изводи с експерименталните резултати.

ЛИТЕРАТУРА

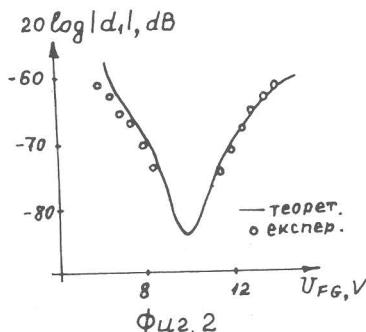
- 1. Denier P.B., Mavor J. Solid - State and Electron Devices, July, 1990, vol.19, N 4, 121.
- 2. Frohman-Bentchkovsky D., Vadasz L., IEEE J. Solid State Circuits, 1992, SC-24, p 306.



Фиг. 1а



Фиг. 1б



$$\begin{aligned}
 \angle &= \beta = 0,033 \\
 \delta^* &= 0,33 \\
 N &= 5 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3} \\
 L_0 &= 9 \cdot 10^{-4} \text{ cm} \\
 B_{30}/B_{20} &= 0,033 \\
 E_0^* &= 4 \text{ V} \\
 E_D^* &= 17 \text{ V} \\
 U_{in} &= 0,5 \text{ V}
 \end{aligned}$$