

1. Вираз для частоти відсічки р-n-p транзистора.

Вираз для частоти відсічки f_T має вид

$$f_T = \frac{1}{\tau_{ec}} = \left\{ \left[\frac{kT(C_e + C_c + C_p)}{qI_c} + \frac{W^2}{\eta D_B} + \frac{x_c - W}{2v_s} \right] \right\}^{-1}.$$

Видно, що для підвищення частоти відсічки необхідно зменшити товщину бази транзистора, товщину колектора і працювати при високих густинах струму.

Однак при зменшенні товщини колектора відбувається відповідне зменшення пробивної напруги. Отже необхідно шукати компроміс між високочастотними властивостями транзистора і його здатністю витримувати високі напруги.

2. Зсув вольт-фарадних характеристик МДН структури під дією заряду в діелектрику

В ідеальній МДН структурі різниця робіт виходу електрона з металу і напівпровідника рівна нулю.

$$\varphi_{ms} \equiv \varphi_m - \left(x + \frac{E_g}{2q} - \psi_B \right).$$

Якщо ця різниця відмінна від нуля, а крім того, в діелектрику МДН структури присутній заряд Q_o , вольт-фарадні характеристики реальної МДН структури будуть зсунуті вздовж осі напруг відносно ідеальної C-V кривої на величину

$$V_{FB} \equiv \varphi_{ms} - \frac{Q_o}{C_i} = \varphi_{ms} - \frac{Q_f + Q_m + Q_{ot}}{C_i},$$

яка називається зсувом напруги плоских зон

$$V_{FB} \equiv \varphi_{ms} - \frac{Q_f}{C_i}.$$

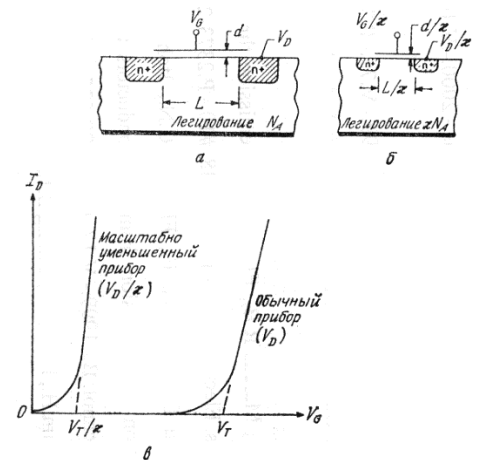
Якщо з яких-небудь причин можна знехтувати величиною заряду рухливих іонів і зарядом, що захоплений на об'ємних пастках діелектрика, вираз спрощується і приймає вигляд

3. Масштабування МДН транзисторів.

Одним із способів усунення коротко канальних ефектів є пропорційне зменшення всіх характерних розмірів приладу. При цьому слід в стільки ж раз зменшити і характерні значення робочих напруг, з тим щоб зовнішні електричні поля в приладі залишались на попередньому рівні. Таке масштабне зменшення розмірів являє собою найпростіший підхід до проблеми мініатюризації МОН транзисторів.

Рівень легування підкладки в масштабованому приладі в κ раз (κ - масштабний фактор) більший, ніж в звичайному приладі, і оскільки напруга живлення також зменшена в κ раз, товщина відповідних збіднених областей виявляється в κ раз меншою.

Звернемо увагу та те, що область підпорогових струмів на характеристиках обох приладів (Рис.) практично однакова. Це не дивно, оскільки при такому масштабному перетворенні характерна напруга $S \sim (1 + C_D/C_i)$ залишається незмінною (ємності C_D і C_i збільшилися в κ раз). Відмітимо також, що контактна різниця переходів V_{ib} і характерний поверхневий потенціал ψ_s не зменшуються при такому «масштабуванні», а навіть збільшуються (на $\sim 10\%$ при збільшенні рівня легування в 10 раз). Тому не змінюється і характерна різниця затворних напруг (~ 0.5 В), що відповідають початку сильної інверсії і режиму збіднення. Паразитні ємності при такому масштабному зменшенні розмірів можуть і не зменшитись. Опір шин розводки зазвичай збільшується зі зменшенням розмірів.



Пропорційне зменшення розмірів як принцип мініатюризації.

а- довгоканальний прилад;

б- прилад з пропорційно зменшеними розмірами; в- стоківі характеристики.

4. Вираз для коефіцієнту підсилення струму в біполярному транзисторі зі спільною базою.

Коефіцієнт підсилення струму в схемі зі спільною базою α_0 (в гібридній системі параметрів чотириполюсника позначається як h_{FB}).

$$\alpha_0 \equiv h_{FB} = \frac{\partial I_C}{\partial I_E} = \frac{\partial I_{pE}}{\partial I_E} \frac{\partial I_{pC}}{\partial I_{pE}} \frac{\partial I_C}{\partial I_{pC}}.$$

$\frac{\partial I_{pE}}{\partial I_E}$ - ефективність емітера γ .

$\frac{\partial I_{pC}}{\partial I_{pE}}$ - коефіцієнт переносу в базі α_T .

$\frac{\partial I_C}{\partial I_{pC}}$ - коефіцієнт помноження колектора M .

$$\alpha_0 = \gamma \alpha_T M \cong \gamma \alpha_T.$$

В біполярному транзисторі з шириною бази $0.1L_B$, $\alpha_T > 0.995$ і β_0 повністю визначається γ .