جامعة دمشق

الكلية التطبيقية

قسم الميكاترونكس – السنة الثانية

محاضرات مادة أسس الهندسة الالكترونية (2)

د. محمد الحسين

المحاضرة الأولى:

مقدمة: المادة أساسية للمقررات القادمة من دارات الكترونية وأسس اتصالات .

درسنا في أسس الإلكترون الترانزستورات من الناحية المستمرة DC وسندرس في هذا المقرر الفصول الآتية :

1- مقدمة عامة عن الهندسة الالكترونية من الناحية المتناوبة ACوتصميم المكبرات الالكترونية BJT

.(Bipolar junction transistor)

2- تصميم المكبرات الالكترونية FET (Field Effect transistor).
3- الاستجابة الترددية للمكبرات(Frequency Response Of Amplifier) :

حيث تتنوع الترددات في مجال الاتصالات بين منخفضة وعالية وسندرس هنا استجابة

المكبرات لها من تمرير أو منع وسيقودنا ذلك إلى المرشحات(band pass filter، low pass filter ,high pass filter.

4- ربط المكبرات على التتالي (Multi stager/Case caded):

حيث تكون مرحلة واحدة للتكبير غير كافية لتكبير جهد أو تيار أو ناقلية أو مقاومة تحويلية

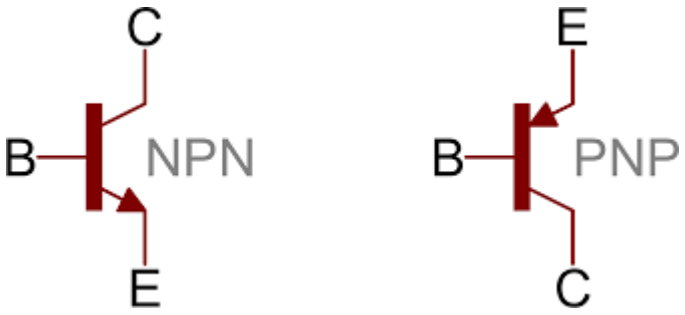
لذلك يربط عدة مكبرات على التتالي .

5- الترانزستورات كقواطع الكترونية (switches):
6- التغذية الخلفية للمكبرات :وهي خاصة في مجال التحكم حيث يتم التحكم بالخرج عن طريق الدخل.

الفصل الأول: الترانزستور BJT

يتكون ترانزستورBJT من ثلاث أقطاب PNP (له استخدامات خاصة)و NPN وهو الأكثر استخداماً

رمزه:



في هذا النوع من الترانزستور تكون حوامل الشحنة الأكثرية هي الالكترونات بينما تكون حوامل الشحنة الأكثرية في النوع PNPهي الثقوب .

العلاقة الأساسية لترانزستورBJT:

$$I_E = I_C + I_B$$

تيار الباعث يساوي مجموع تياري القاعدة والمجمع.

محددات ترانزستورPJT :

1- المعاملβ (نسبة التكبير /كسب الترانزستور)ويعطى بالعلاقة $\beta = \frac{I_C}{I_B}$ وهو بلا واحدة ويقع في المجال [50-350].

2- المعامل ∝: يعطى بالعلاقة $\propto = \frac{I_C}{I_E}$ وهو أصغر من الواحد$(I_E > I_C)$ وليس له واحدة ويقع في المجال [0,9-0,99].

العلاقة بين ∝ و β : يمكن استنتاجها بالعودة للعلاقة الأساسية $I_E = I_C + I_B$ وبالقسمة على I_C :

$$\frac{I_E}{I_C} = 1 + \frac{I_B}{I_C}$$

$$\frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta} \Rightarrow \propto = \frac{\beta}{1+\beta} \Rightarrow \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

هناك نوعان من خط الحمل للترانزستور :

1- خط الحمل الساكن المستمر (Dc load line):

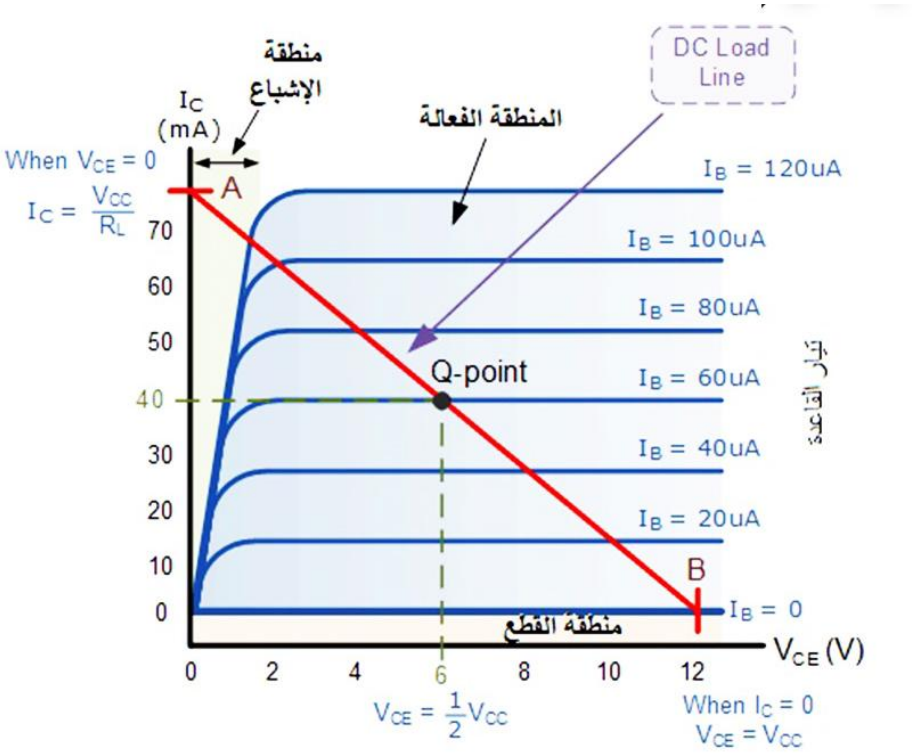
تنتج معادلته من كيرشوف في الخرج بدارة الترانزستور

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

2- خط الحمل المتناوب الديناميكي (Ac load line):

وهو يتعلق بنوع الإشارة .

تعطى منحنيات الخواص للترانزستورBJT بالشكل:



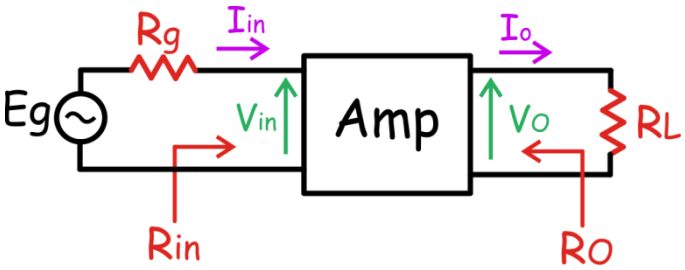
<u>ملاحظة:</u>

عند الدراسة من الناحية المستمرة نفتح المكثفات ونلغي المنابع المتناوبة .

عند الدراسة من الناحية المتناوبة نقصر المكثفات ونؤرض المنابع المستمرة.

المكبرات الالكترونية(Amplifiers):

وهي من الشكل



I_{in}تيار الدخل.

$\mathrm{I_o}$تيار الخرج.

V_{in}جهد الدخل.

V_Oجهد الخرج.

R_Lمقاومة الحمل.

R_{in}المقاومة المنظورة من جهة الدخل.

إن التيار I_{in} من رتبة(mA) كذلك I_Oوجهد الدخل (mV)وكذلك جهد الخرج وهذه هي البرامترات الأساسية للمكبر وتسمى Small signal حيث تكون سعتها منخفضة.

الآن يمكن حساب R_O و R_{in} من العلاقات :

$$R_O = \frac{V_0}{I_0}$$

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$$

حيث:

I_{in} تيار الدخل.

I_0تيار الخرج.

V_0جهد الخرج.

V_{in} جهد الدخل.

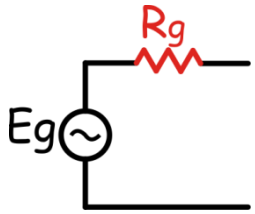
R_0 المقاومة المنظورة من جهة الخرج.

R_{in}المقاومة المنظورة من جهة الدخل.

إن دخل المكبر يغذى من منابع ولها نوعان:

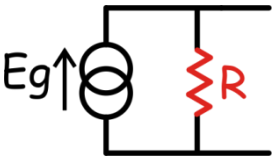
1- منبع الجهد متناوب:

تكون R_g مقاومة صغيرة حتى لا يهبط عليها جهد كبير من المنبع .



2- منبع التيار المتناوب:

تكونR كبيرة حتى لا يمر جزء من التيار المتولد من المنبع فيها وبالتالي ينتقل كما هو للمرحلة التالية (مرحلة التكبير).



تعطىR_{in} و R_0 بالعلاقات السابقة نفسها.

نسب التكبير للمكبرات الالكترونية:

1نسبة تكبير الجهدA_V:

تعطى بالعلاقة

$$A_V = \frac{V_0}{V_{in}}$$

وليس له واحدة [-].

2نسبة تكبير التيارA_i:

تعطى بالعلاقة

$$A_i = \frac{I_O}{I_{in}}$$

وليس له واحدة[-].

يمكننا استنتاج نسبة تكبير الاستطاعة:

حيث تعطى بالعلاقة:

الربح $(gain) G = \frac{P_0}{P_{in}} = \frac{I_0.V_0}{I_{in}.V_{in}}$

$$\Longrightarrow G = |A_v.A_i|$$

والكسب يكون دوماً موجب لذلك وضعنا قيمة مطلقة.

حيث يمكن أن يكون A_V سالب حسب تشكيلة الترانزستور.

كما يمكن التعبير عن الربح بالعلاقة:

$$\mathrm{G} = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{I_0^2.R_0}{I_{in}^2.R_{in}} = A_i^2 . \frac{R_0}{R_{in}} \dots\dots 2$$

أو العلاقة:

$$G = \frac{P_0}{P_{in}} = \frac{V_0^2/R_0}{V_{in}^2/R_{in}} = A_V^2 . \frac{R_{in}}{R_0} \dots\dots\dots 3$$

حيث R_0 هي R_L

وعندما تكون $R_L = R_{in}$ عندها تكون حالة توافق الممانعات وتكون الاستطاعة المسحوبة من المكبر أعظمية.

نستخدم واحدة الديسبل لتصغير الربح G وهي واحدة أساسية معيارية في الاتصالات .

تعطى العلاقة بين الميلي فولط و الديسبل بالشكل:

$$G_{dB} = 10\ Log_{10}\ G\ [dB] \dots\dots\dots *$$

ولاستنتاج قوانين الديسبل:

نعوض الصيغة 1 للربح بالعلاقة السابقة * فنجد:

$$G_{dB} = 10\ Log\ |A_v.A_i d|$$

نعوض الصيغة 2 للربح بالعلاقة* فنجد:

$$G_{dB} = 10\ Log\ \left(A_i^2\ \frac{R_0}{R_{in}}\right)$$

$$= 10\ Log\ A_i^2 + 10\ Log \frac{R_0}{R_{in}}$$

حالة توافق للممانعات $R_L = R_0$

$$G_{dB} = 20\ Log\ A_i$$

نعوض الصيغة 3 للربح بالعلاقة * فنجد:

$$G_{dB} = 10\ Log\ \left(A_v^2 \frac{R_{in}}{R_0}\right)$$

$$G_{dB} = 20\ Log\ A_V$$

dBm الديسبل منسوب لواحد ميلي واط.

$dB\mu$الديسبل منسوب لواحد مايكرو واط.

dBWالديسبل منسوب لواحد واط.

إن الواحدات السابقة هامة في هندسة الرادار.

الديسبل منسوب لواحد ميلي واط:

$$dB = 10\ Log\ P \rightarrow dBm = 10\ Log \frac{P}{1mW}$$

$$= 10Log\ P - 10\ Log\ (10)^{-3}$$

$$dBm = 10\ Log\ P + 30$$

وبنفس الطريقة:

$$dB\mu = 10Log\ P + 60$$

$$dBW = 10\ Log \frac{P}{1W} = 10Log\ P$$

تذكير:

$$1m[-] = 10^{-3}[-]$$

$$1\mu[-] = 10^{-6}[-]$$

$$1n[-] = 10^{-9}[-]$$

$$1P[-] = 10^{-12}[-]$$

$$1K[-] = 10^{+3}[-]$$

$$1M[-] = 10^{+6}[-]$$

$$1G[-] = 10^{+9}[-]$$

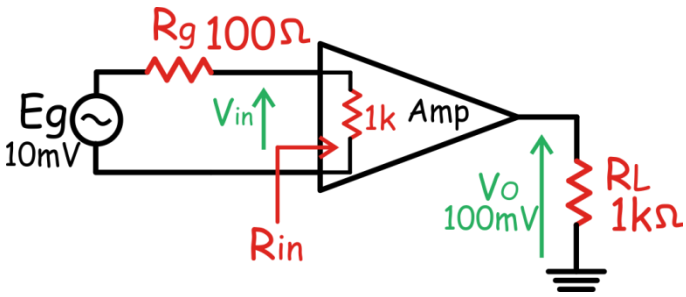
$$1Tera\ [-] = 10^{+12}[\ -\ ]$$

مثال:

لدينا مكبر الكتروني يغذى من منبع جهد $100mv$ومقاومة المنبع الداخلية 100Ωعلماً أن مقاومة الدخل للمكبر $1k\Omega$والجهد المأخوذ من خرج المكبر $100mv$عبر مقاومة حمل مقدارها $1k\Omega$:

1- حدد A_V و A_i :

نرسم الدارة:



نحسب V_{in} حسب مجزأ الجهد:

$$V_{in} = E_g \frac{R_{in}}{R_{in}+R_g} = 9{,}09mV$$

حيث أن 0,01 هو الجهد على R_g .

تذكرة :

قانون مجزأ الجهد:

الجهد الجزئي=الجهد الكلي × $\frac{\text{مقاومة الفرع نفسه}}{\text{مجموع المقاومات أثناء الدوران في الحلقة}}$

قانون مجزأ التيار:

التيار الجزئي=التيار الكلي × $\frac{\text{مقاومة الفرع الآخر}}{\text{مجموع المقاومات أثناء الدوران في الحلقة}}$

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in}} = \frac{9{,}09}{1} = 9\mu A$$

$$I_0 = \frac{V_0}{R_L} = \frac{100mV}{10^3} = 0{,}1\ mA = 100\mu A$$

$$A_V = \frac{V_0}{V_{in}} = 11[-]$$

$$A_i = \frac{I_0}{I_{in}} = \frac{100\mu A}{9\mu A} = 11[-]$$

نلاحظ أن $A_v = A_i \Leftarrow$ حالة توافق الممانعات و P أعظمية.

وذلك لأن $G = |A_V . A_i|$

و $G = A_i^2 . \frac{R_0}{R_{in}}$

وحسب توافق الممانعات $R_0 = R_{in} \Rightarrow G = A_i^2 = A_v . A_i \Rightarrow A_V = A_i$

2 احسب G بـ dB

$$GdB = 10Log\ |A_V . A_i|$$

$$= 10Log\ 11^2 = 20{,}83\ dB$$

ملاحظة:

عندما $dB > 0 \Leftarrow$ موجب كسب

$dB < 0 \Leftarrow$ سالب خسارة (تخامد الإشارة)

$dB = 1$ عازل Buffer حيث تكون الممانعة عالية تمنع استجرار التيار.

ربط عدة مكبرات على التتالي:

$$P_{total} = \frac{P_4}{P_1} = \frac{P_4}{P_3} . \frac{P_3}{P_2} . \frac{P_2}{P_1}$$

$$G_{total} = G_3 . G_2 . G_1$$

$$G_{total}dB = 10Log\ (G_3 . G_2 . G_1)$$

$$= 10Log\ G_3 + 10Log G_2 + 10Log\ G_1$$

$$G_{total}dB = G_3 dB + G_2 dB + G_1 dB$$

تنويه:

ماهي قيمة V_0 :

نعلم أن:

$$A_V = \frac{V_0}{V_{in}}$$

إن هذا الجواب خاطئ وذلك لأن المكبر هوعبارة عن ترانزستور BJT .

وتكون BJTمحكوم بأعظم جهد للتغذية فإن زاد الجهد عن جهد التغذية فإن الترانزستور سيكون في حالة إشباع الجهد ويكون الجهد حسب الخرج:

$$V_{CC} = I_C . R_C + V_{CE}$$

عندما

$$I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC}$$

وهي أعظم قيمة.

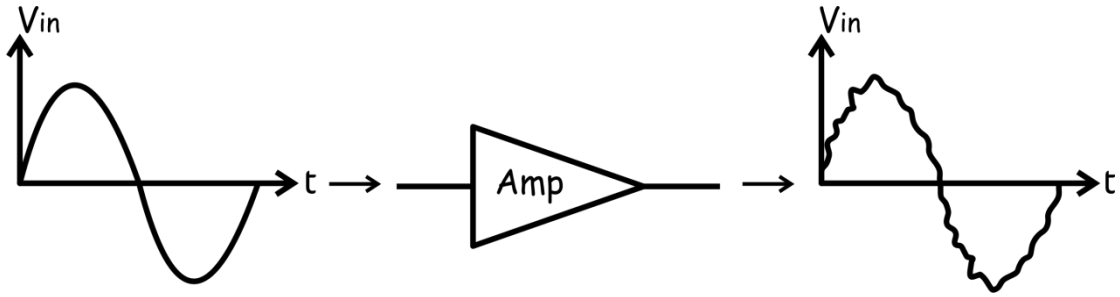
المحاضرة 2

- هناك ظواهر الكترونية غير مرغوبة وهي :
  1 - التشويه Distortion
  2 – الضجيج Noise
  3 - التداخل Interference

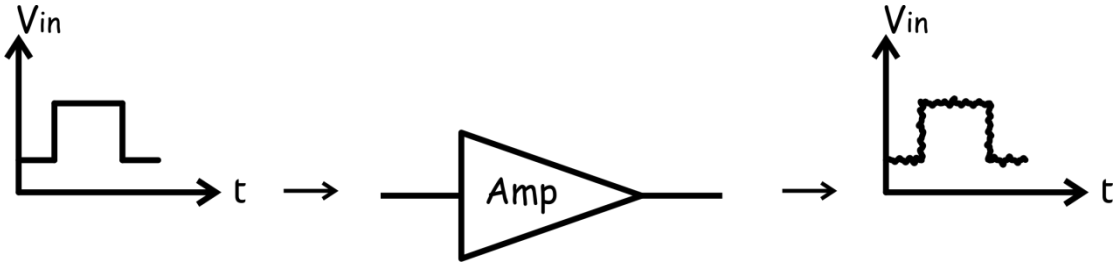
1- التشويه Distortion

- إن العناصر الالكترونية بداخل المكبر لا تستجيب للإشارة بالسرعة المطلوبة

فعندما يكون الدخل موجة جيبيه(Sine wave) فإن الخرج يجب أن يكون موجة جيبيه في حال كانت العناصر مثالية و إلا فإن الإشارة في الخرج ستكون مشوهة كما في الشكل :



- كذلك الأمر بالنسبة للإشارة المربعة :



- إذا كان التشويه كبيراً في النظام الرقمي فإن 1 منطقي قد تصبح 0 منطقي وبالعكس قد تصبح 0 منطقي 1 منطقي و بالتالي تغيرت كل النتائج لذلك لابد من اعتبار التشويه ظاهرة مَرَضية وللتخلص منها و الحصول على الخرج المطلوب نختار العناصر الأمثل
- **للتشويه عدّة أنواع :**

أهمها التشويه الطوري (Phase Distortion) : حيث يمكن للطور أن يتغير بقيمة ما أي يؤدي إلى اختلاف بطور الإشارة عند خرج المكبر وخصوصاً عند المجالات الترددية المختلفة كما هو في نقل إشارة الصورة .

أما بالنسبة لإشارة الصوت فإنه يؤدي إلى تشويه يطلق عليه اسم التشويه اللاخطي (Nonlinear Distortion) ويقسم إلى نوعين أساسيين :

1_ التشويه التعديلي (Inter modulation Distortion)

وهذا ناتج عن التعديل (modulation) فعند إرسال أي إشارة تُحمَل هذه الإشارة على إشارة أخرى حاملة وذلك لتمشي مسافات طويلة ، هذا مايعرف بالتعديل و التشويه هنا يحدث عند تركيب الإشارتين .

- التعديل مهم جداً في أنظمة الاتصالات .

2_ التشويه التوافقي (Harmonic Distortion) :

إن هذا التشويه يؤدي إلى الحصول على مركبات جديدة من مضاريب الإشارة الموجودة في الداخل .

مثال : إذا كان تردد الدخل 100 H_z فإننا سوف نحصل على ترددات 200 H_Zوَ 300 H_Zوهذا يؤدي للحصول على التشويه المئوي و الذي يحسب بالطريقة :

التشويه المئوي D_n %

$$D_n = \frac{A_n}{A_1} \times 100$$

A_n : المركبة ذات الرقم n

A_1: المركبة ذات الأولى وهي في حالتنا السابقة 100 H_Z

2- الضجيج Noise:

وله نوعان :

1 ضجيج خارجي (External Noise) :

مثال : النونات في المخبر – وجود محرك ميكانيكي أو كهربائي – المجرات الكونية – خطوط التوتر العالي في أنظمة الاتصالات كلها أنواع الضجيج الخارجي وهذا النوع لايمكن التحكم به .

2 ضجيج داخلي (Internal Noise):

وهو ناتج عن العناصر الالكترونية الموجودة في المكبر .

مثال : المقاومة تولد ضجيج وكذلك المكثف و الملف و الترانزستور و الدارة المتكاملة (Integrated Circuit)لاحتوائها كل العناصر السابقة .

أهم أنواع الضجيج الداخلي هو الضجيج الحراري (Thermal Noise):

إذا ارتفعت درجة حرارة العنصر عن القيمة المعينة يؤدي ذلك إلى تولي إشارة ضجيجيه غير مرغوبة .

$$N \sim KTB$$

N: استطاعة الضجيج $[Watt]$

K : ثابت بولتزمان قيمته تساوي 1.38×10^{-23} $[J/K]$

T : درجة الحرارة المكافئة المطلقة $[K]$

B او Δf : هو عرض المجال الترددي (Band width) يقاس ب H_z

لا يمكن أن تكون سالبة $\Delta f = f_2 - f_1$

$$T = t + 273\ [k]$$

- إن درجة الحرارة المثالية للعنصر الالكتروني هي $24\ c$ حسب بعض المراجع و $26\ c^o, 27c^o$ حسب مراجع أخرى

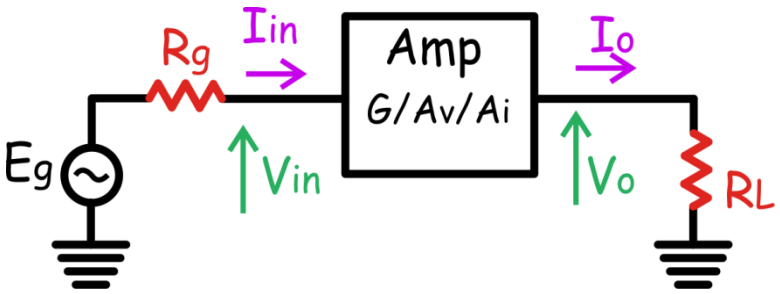
- نلاحظ من علاقة التناسب السابقة بأنه كلما ازدادت درجة الحرارة للعنصر ازدادت استطاعة الضجيج لذلك فإن الضجيج الحراري هام جداً نتخلص منه بالعودة الى درجة الحرارة المثالية بتبريده .
- تعزل الأجهزة الالكترونية لحمايتها من الضجيج الخارجي (الخشب مثلاً)
- البارامتر المهم بأنظمة الاتصالات هو *related between signal to noise*

وهو الرابط بين الإشارة و الضجيج : $\frac{S}{N}\ [-]$

حيث : S استطاعة الإشارة المفيدة *[w]*

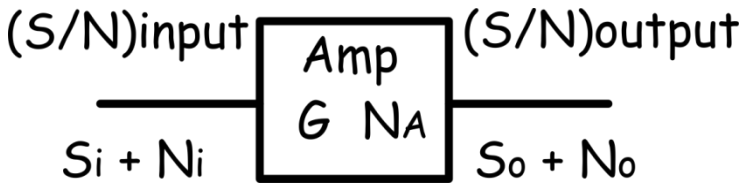
N استطاعة الضجيج *[w]*

ففي نظام اتصالات ما له ربح G محدد كما في الشكل :



تحدد جودة النظام السابقة بالنسبة $\frac{S}{N}$ فكلما ازدادت كلما كان النظام أفضل وذلك لزيادة الاستطاعة المفيدة وصغر استطاعة الضجيج

- إن استطاعة الضجيج N هي ضجيج داخلي يتولد ضمن المكبر نتيجة العناصر الالكترونية آخر وخارجي كما أسلفنا .
- فإذا أخذنا النظام ذو الكسب G :



حيث S_i : استطاعة الدخل المفيدة $[w]$
N_i : استطاعة الضجيج الداخل للمكبر [w] (ضجيج خارجي)
N_o: استطاعة الضجيج الخارجة للمكبر [w]
N_A: استطاعة الضجيج المتولد ضمن المكبر $[w]$ (ضجيج داخلي)
S_o : استطاعة الخرج المفيدة [w]

- إن استطاعة الضجيج في الخرج N_o لها احتمالات :

1- إذا كان المكبر مثالي (لا يولد ضجيج $\Leftrightarrow N_A = 0[w]$)

$$N_i = N_o G$$

- ان استطاعة الضجيج الناتجة هي استطاعة الضجيج الداخلة للمكبر بعد تكبيرها (لمنحها إشارة دخلت المكبر فإنه سوف يكبرها)

2- إذا كان المكبر عملي (حقيقي) (يولد ضجيج داخلي استطاعته N_A) :

$$N_o = N_i\, G + \, N_A$$

- العامل المهم في تحديد مقدار الضجيج يطلق عليه عامل الضجيج F *(Noise Factor)*

$$F = \frac{(S/N)_{input}}{(S/N)_{output}} [-]$$

- إذا أردنا أن نضع لل F واحدة ديسبل *(dB)*

يطلق عليه عندها برقم الضجيج N :

$$F_{db} = N = 10 \log F \;\; [dB]$$

- إن عامل الضجيج يحدد مواصفات هذا المكبر و تأثير الإشارات الضجيجية الداخلية و الخارجية .

مثال : لدينا مكبر الكتروني له كسب استطاعة $30\ dB$ ويولد ضجيج داخلي $100\ \mu w$ و المطلوب تحديد عامل الضجيج و رقم الضجيج :

- يعطى عامل الضجيج بالعلاقة : $F = \frac{(S/N)_{input}}{(S/N)_{output}}$

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{(1mw)}{100\mu w} = \frac{1\times10^{-3}}{100\times10^{-6}} = 10[-]$$

$$10\log G = 30$$

$$\log G = 3 \implies 10^3 = \mathrm{G}\,[-]$$

$$S_o = S_i\ \mathrm{G}$$

$$= 1 \times 10^{-3} \times 10^{+3} = 1[w]$$

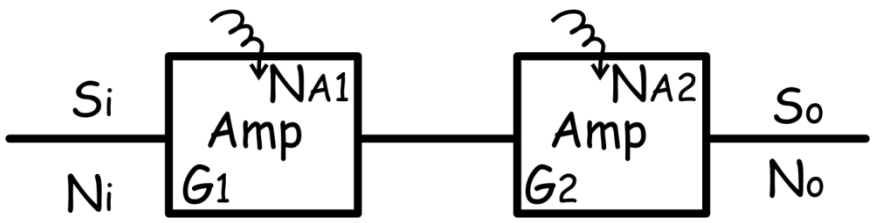
$$N_o = N_i\ G + N_A = 100 \times 10^{-6} + 10 \times 10^{-6} = 100010[\mu w]$$

$$\left[\frac{S}{N}\right]_{output} = \frac{1\mathrm{w}}{100010\times10^{-6}} \cong 10[-]$$

عامل الضجيج $F = \frac{(S/N)_{input}}{(S/N)_{output}} = \frac{10}{10} = 1[-]$

رقم الضجيج $N = 10\log F = 10\log 1 = 0[dB]$

- عامل الضجيج للمكبرات الموصولة على التتالي *(Noise in cascaded Amplifier)*
- إذا كان لدينا مكبرات ربح الأول G_1 وربح الثاني G_2 يولد المكبر الأول ضجيجاً استطاعته N_{A_1} ويولد المكبر الثاني ضجيج استطاعته N_{A_1} وإذا كانت استطاعة الضجيج داخل المكبر الأول وهي N_i واستطاعة الضجيج الناتج الكلي N_o و كانت استطاعة إشارة الدخل المفيدة S_i و استطاعة إشارة الخرج المفيدة S_o
- وفي حال كانت درجة الحرارة ثابتة للمكبرين *(T)*
استنتج علاقة عامل الضجيج الكلي للمكبرين *[FRIS علاقة]*



نعلم أن استطاعة الضجيج تتناسب مع عامل بولتزمان *K* وعرض المجال الترددي *B* و درجة الحرارة المطلقة المكافئة *T* فهي تعطى بالشكل :

$$N_i = K.T.B$$

مر معنا في المحاضرة السابقة محصلة الربح لمكبرين على التتالي تعطى بالشكل :

$$G_{total} = G_1.G_2$$

وتتجول العلاقة إلى جمع حين نأخذ واحدة الربح و *dB*

نعلم أن :

$$F = \frac{(S/N)_{input}}{(S/N)_{output}}$$

لنحسب N_o :استطاعة الخرج النهائية

$$N_o = N_i.G_1.G_2 + N_{A_1}.G_2 + N_{A_2}$$

حيث أن N_i عبرت المكبرين أما الضجيج المتولد عن المكبر الأول N_{A_1} فتم تكبيره بالمكبر الثاني فقط أما الضجيج المتولد عن المكبر الثاني N_{A_2} فلم يعبر أي مكبر و بقيت استطاعة الإشارة نفسها .

ونعلم أيضاً أن $S_o = S_i.G_{total}$

اشارة الخرج هي اشارة الدخل بعد تكبيرها

$$S_o = S_i . G_1 . G_2$$

- تعطى استطاعة الضجيج المتولد عن المكبر الأول :

$$N_{A_1} = (F_1 - 1).K.T.\Delta f$$

F_1 عامل الضجيج للمكبر الأول (ليس له واحدة)

K : ثابت بولتزمان $[J/k]$

T : درجة لحرارة المطلقة المكافئة $[k]$

Δf نفس B : عرض المجال الترددي H_z

كذلك تعطى استطاعة ضجيج المكبر الثاني :

$$N_{A_2} = (F_2 - 1).K.T.\Delta f$$

F_2 : عامل الضجيج الثاني

والآن نعوض :

$$F_{total} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$$

$$F_{total} = \frac{\frac{S_i/N_i}{S_i G_1 G_2}}{N_i G_1 G_2 + N_{A_1} G_1 G_2 + N_{A_2} G_2}$$

$$F_{total} = \frac{\frac{1/N_i}{1.G_1.G_2}}{N_i G_1 G_2 + (F_1 - 1) G_1 G_2 + (F_2 - 1) G_2}$$

$$= 1 + F_1 - 1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

$$\Longrightarrow F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} [FIRS]$$

اذا كان لدينا n مكبر على التالي فإن عامل الضجيج الكلي :

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1} + \cdots \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2 G_3 \ldots . G_{n-1}}$$

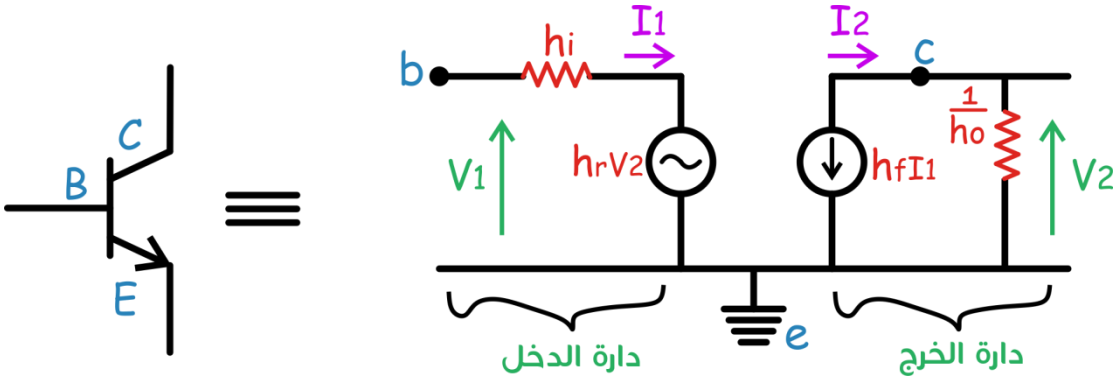
Δf : ثابت إلا اذا كان (Analyzer)

هام جداً : تصميم مكبر *BJT* :

الدارة المكافئة لترانزستور *BJT* (دارة *h*)

تعتمد على معاملات الهايبرد *(Hybrid)* وهي المعاملات الهجينة

- عند الترددات المنخفضة و المتوسطة تكون الدارة المكافئة ل *BJT* عند فتحه هي مجموعة من العناصر الالكترونية على الشكل :



- لاحظ أن الباعث e مؤرض وهو مشترك بين دارة الدخل و دارة الخرج لذلك تسمى هذه التشكيلة بالباعث المشترك كما سنرى لاحقاً :
- معاملات الهايبرد و الهجينة لترانزستور *BJT*هي : $[h_i\ ,h_r\ ,h_f\ ,h_o\ ]$

حيث h_i : مقاومة تدخل الترانزستور $[\Omega]$

h_r: كسب الجهد العكسي للترانزستور *[-]*

(سمي كذلك لأنه جلب جهد الخرج v_z للدخل)

h_f : كسب التيار الامامي للترانزستور *[-]*

h_o : ناقلية الخرج للترانزستور

$$[\Omega^{-1}],[v]\ ,[mho]\ ,[sem]$$

(لذلك المقاومة في الخرج على الشكل هي $\frac{1}{h_o}$ مقلوب الناقلية

إن كلاً من ال $h_r\ ,h_f$ بلا واحدة ذلك لأن منبع الجهد واحدته فولط أي

$$h_r[-] \Leftarrow h_r.v_z[V]$$

كذلك الأمر بالنسبة لمنبع التيار فواحدته [A]

سميت المعاملات السابقة بالهجينة و ذلك لأنه لدينا في الدخل جهد و مقاومة و في الخرج تيار و ناقلية

- نحصل على المعاملات السابقة بتجربتي الدارة المفتوحة و الدارة المغلقة :
  - فتح الدخل open Circuit

$$h_r = \frac{v_1}{v_2}\Big|_{I_{1=0}}$$

$$h_o = \frac{I_2}{v_2}\Big|_{I_{1=0}}$$

  - قصر الخرج short circuit

$$h_i = \frac{v_1}{I_1}\Big|_{v_{2=0}}$$

$$h_f = \frac{I_1}{I_2}\Big|_{v_{2=0}}$$

ملاحظة :

- $h_i = [2,3,4, \dots \dots]\ k\Omega$

مقاومة الدخل لترانزستور BJT منخفضة .

- في معظم التطبيقات

$$h_r \cong 0[-]$$

h_{fe} : هي كسب الترانزستور $\frac{I_c}{I_B}$ وهو نفسه β في المحاضرة السابقة .

$$h_o = [10^{-3}, 10^{-5}, \dots]\ v$$

وهذه المعاملات تؤخذ من شريحة البيانات العنصر *(data sheep)*

- تشكيلات الترانزستور *BJT* :

1- تشكيلة الباعث المشترك *(C-E)* الأكثر شيوعاً

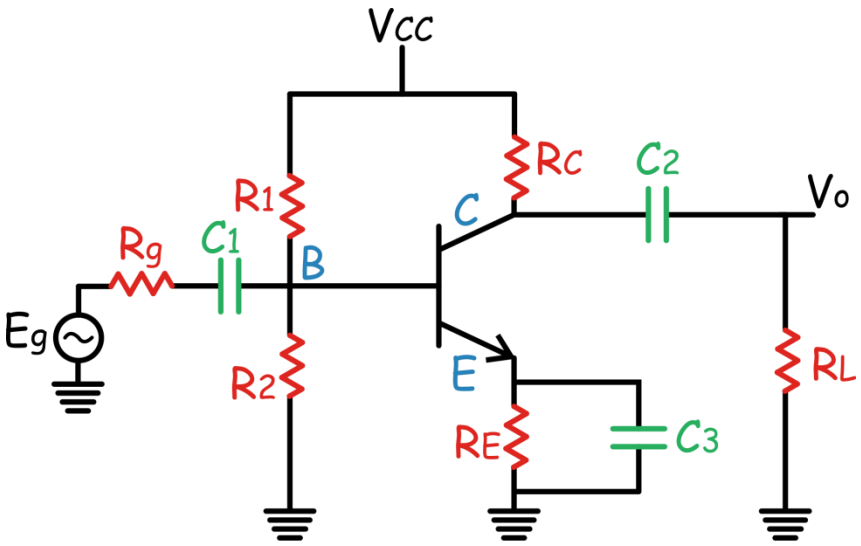
2- تشكيلة القاعدة المشتركة *(C-B)*

3- تشكيلة المجمع المشترك *(C-C)*

- هناك طريقتان لمعرفة نوع التشكيلة :

1- تحديد الدخل والخرج (عند القاعدة أو الباعث أو المجمع) فيكون الثالث هو المشترك بينهما

2- القطب المؤرض من الناحية المتناوبة هو المشترك



(C-E)

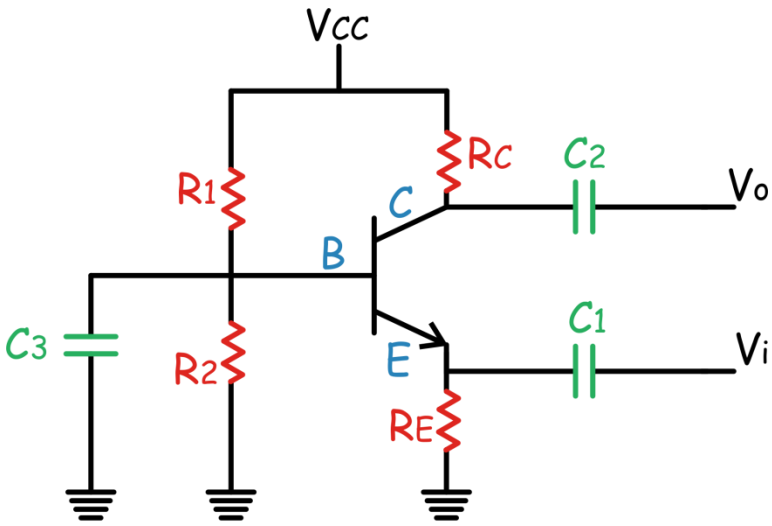
إن التشكيلة الآتية دخلها عند القاعدة B وخرجها عند المجمع c فالتشكيلة هي تشكيلة باعث مشترك.

نلاحظ أن الباعث مؤرض وذلك لأن المكثف c_3 يقصر المقاومة R_E في الحالة المتناوبة AC.

<u>ملاحظة</u>: V_{cc} رُمز كذلك لأنه موصل إلى المجمع وضُوعف حرف c للدلالة على ان المنبع DC

- الدارة تُغذى من V_{cc} حيث يُجزئ التيار إلى I_c و I_B وذلك كي لا نحتاج وحدتين تغذية بالاعتماد على مُجزئ الجهد على قطب القاعدة.

التشكيلة الآتية دخلها عند الباعث E وخرجها عند المجمع c فالتشكيلة هي تشكيلة قاعدة مشتركة



(C-B)

نلاحظ أن القاعدة مؤرضة عن طريق المكثف c_3 حيث يمثل خط قصر في الحالة المتناوبة.

الترانزستور السابق هو *npn* وإذا كان *pnp* فإن V_{cc} سيصبح سالب(ينعكس التيار).

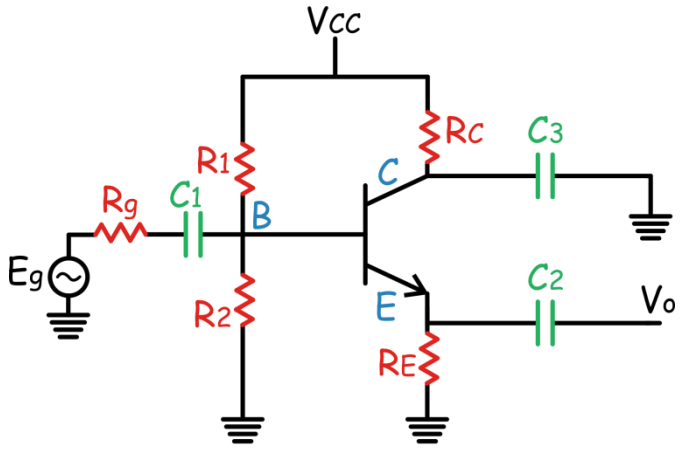
- المكثف لا يمرر التيار المستمر إنما يمرر التيار المتناوب فقط وذلك لأن مقاومته تُعطى بالشكل $Z_c = \frac{1}{\omega c} = \frac{1}{2\pi f c}$

ففي التيار المستمر *DC*: $Z_c = \infty \Leftarrow f = 0$

وفي التيار المتناوب *AC*: $Z_c = 0 \Leftarrow f \gg 0$

R_1, R_2

مقاومات انحياز القاعدة.



(C-C)

-الدخل عند B والخرج عند الباعث E فالتشكيلة تشكيلة مجمع مشترك والمجمع مؤرض عن طريق المكثف.

ملاحظة: يتم ربط العناصر الالكترونية أو المراحل المختلفة باستخدام ما يُسمى عناصر الربط (*coupling devices*) وهي إما مكثف كهربائي (*capacitor*) أو محولة كهربائية (محولات الموافقة) فكلاهما لا يمرران *DC* أبداً لكن المكثف صغير الحجم ويولد ضجيج قليل مقارنةً مع المحول الكبير ذو الضجيج الكبير الناتج عن الحقل المغناطيسي لذلك يُستخدم المكثف في النظم الالكترونية بينما يُستخدم المحول في أنظمة الراديو.

مكثفات ربط c_1, c_2, c_3.

-وظيفة c_1: تمرير إشارة الدخل المتناوبة وحجز المركبة المستمرة.

-وظيفة c_2: تمرير إشارة الخرج المكبر إلى المرحلة التالية ويحجز المركبة المستمرة من المرور.

-وظيفة c_3: تمرير الباعث.

أصبحت معاملات الهايبرد 12 معامل على الشكل:

الوصلة	c-c	c-B	c-E
مقاومة الدخل	h_{ic}	h_{ib}	h_{ie}
كسب الجهد العكسي	h_{rc}	h_{rb}	h_{re}
كسب التيار الأمامي	h_{fc}	h_{fb}	h_{fe}
الناقلية للخرج	h_{oc}	h_{ob}	h_{oe}

ملاحظة: اسم الترانزستور يكون من الشكل $2NXXX$

حيث متغير حسب نوعه ، مثال: $2N3903$

أما الديود فيكون $1NXXX$

خصائص تشكيلات ترانزستور BJT

جداول التحويل بين معاملات الهايبرد

		$C-B$	$C-C$
$C-E$	hie	$\frac{hib}{hfb+1}$	hic
	hfe	$-\frac{hfb}{hfb+1}$	$hfc+1$
	hoe	$\frac{hob}{hfb+1}$	hoc
	hre	$\frac{hib.hob}{1+hfb}-hrb$	$1-hrc$

		$C-E$	$C-C$
$C-B$	hib	$\frac{hie}{hfe+1}$	$\frac{hic}{hfc}$
	hfb	$-\frac{hfe}{hfe+1}$	$\frac{-hfc+1}{hfc}$
	hob	$\frac{hoe}{hfe+1}$	$-\frac{hoc}{hfc}$
	hrb	$\frac{hie.hoe}{1+hfe}-hrc$	$\frac{(-hic.hob)}{hfc}+hrc-1$

$C-B$	$C-E$		
$\frac{hib}{1+hfb}$		hic	$C-C$
$\frac{-1}{1+hfb}$	$-(1+hfc)$	hfc	
$\frac{hob}{1+hfb}$	hoe	hoc	
$\frac{1-hib.hob}{1+hfb}$	$1-hre \cong 1$	hrc	

معادلة

$$hie = \frac{dV_{BE}}{dI_B} = \frac{V_T}{I_{BQ}}$$

$$hib = \frac{V_T}{\beta \, .I_{BQ}} = \frac{V_T}{I_{CQ}}$$

$$hib = \frac{V_T}{|I_{CQ}|}$$

حيث $v_T(Therm\ voltage\ ) = 26mV$

محددات الترانزستور الالكتروني باستخدام ترانزستور BJT:

يوجد العديد من المحددات التي يجب حسابها من أجل معرفة خصائص المكبرات الالكترونية عندها نطبق بشكل أساسي قوانين كيرشوف ، المحددات هي:

1-مقاومة الدخل:

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$$

وهي المقاومة المنظورة من دخل المكبر

2-تكبير الجهد:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}}[-]$$

3-تكبير التيار:

$$A_i = \frac{I_{out}}{I_{in}}[-]$$

4-كسب الاستطاعة:

$$G = \frac{P_0}{P_{in}} = |A_i \, . A_V|$$

حيث:

$$|A_V| = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{I_0 . R_L}{I_{in} . R_{in}} = \left| -A_V . \frac{R_L}{R_{in}} \right|$$

5- مقاومة الخرج:

$$R_0 = \frac{V_0}{I_0}$$

ملاحظة:

قبل حساب المحددات السابقة يجب أن نرسم دارة AC والدارة المكافئة.

الدارة المكافئة هي دارة H عند الترددات المنخفضة والمتوسطة .

دارة ACهي الدارة من وجهة نظر التيار المتناوب.

خطوات رسم دارة AC:

1- نقصر المكثفات.
2- نؤرض المنابع المستمرة.
3- نبدأ بالرسم من دارة الدخل.

رسم دارة H:

نستعيض عن الترانزستور بمعاملات ***hybrid*** (باقي الدارة كما هو).

خصائص تشكيلة الباعث المشترك:

1مقاومة الدخل تتراوح بين المنخفض و المتوسط .

2 مقاومة الخرج عالية نسبياً.

3تكبير الجهد عالٍ.

4تكبير التيار عالٍ.

5كسب الاستطاعة عالٍ.

6يوجد فرق في الطور بين جهد الخرج وجهد الدخل بمقدار 180^0.

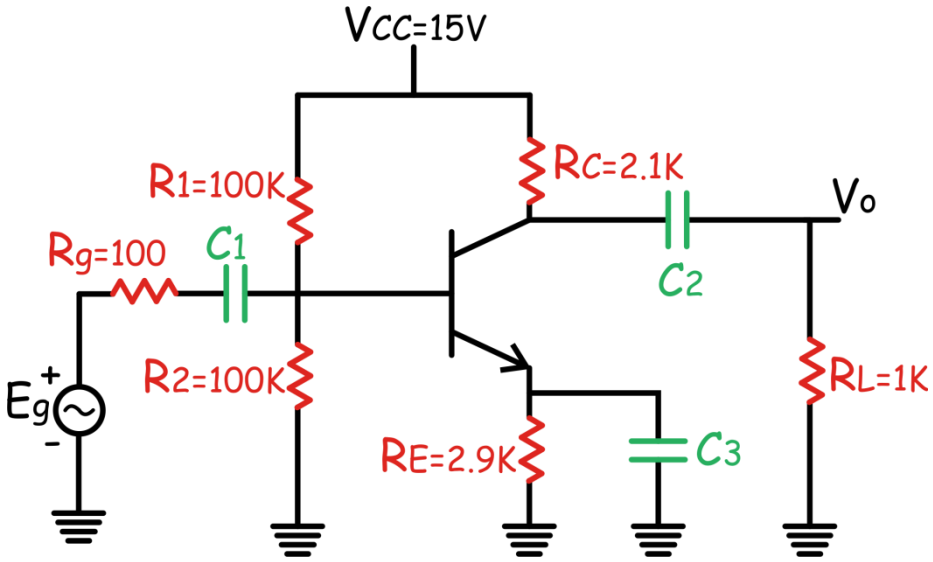
مسألة:

يبين الشكل التالي دارة باعث مشترك لها معاملات *hybrid* التالية:

$$hie = 2K, hfe = 100, hre = 0, hoe = 10^{-5}[\,mho][s][\Omega^{-1}]$$

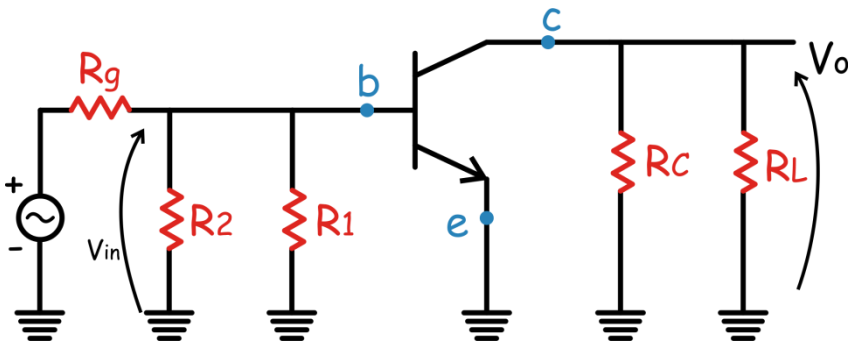
احسب:

$$R_{in}, R_{out}, A_i, A_V, G_{dB}$$

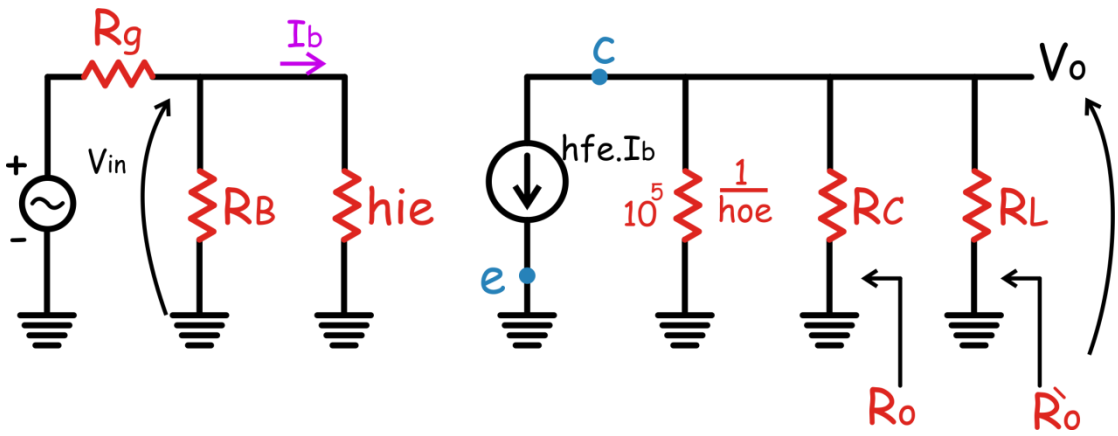


الحل:

1نرسم دارة *AC* وفق الخطوات التي ذكرناها سابقاً.



2نرسم دارة (*hybrid*)



ملاحظة:

$R_B(R_{Biase})$هي مقاومة انحياز القاعدة.

اتجاه منبع التيار من *collector* إلى*Emitter*.

$$R_B = R_1 \,//\, R_2 = 50K$$

حساب مقاومة الدخل:

$$R_{in} = R_B \,//hie = \frac{20K.2K}{50K+2K} = 1925\Omega$$

حساب مقاومة الخرج:

$$R_0 = R_C \,//\, \frac{1}{hoe} = 2K$$

حساب مقاومة الخرج بوجود R_L:

$$R_0 = R_O \,//\, R_L = 0{,}66K$$

حساب A_V :

$$A_V = \frac{V_O}{V_{in}}$$

نحسب V_O بتطبيق كيرشوف على حلقة الخرج ، نحسب V_{in} بتطبيق قانون أوم حيث V_{in} تساوي التوتر على طرفي hie

$$A_V = \frac{-hfe.I_B.R_0}{I_B.hie} = \frac{-100\times0{,}66\times10^3}{2\times10^3} = -33$$

نضع إشارة (-) لأن منبع التيار جهته نفس جهة V_O.

قيمة A_V سالب تشير أن زاوية فرق الطور بين جهد الدخل وجهد الخرج هي 180^0.

$$A_i = \frac{I_0}{I_{in}} = -A_V \frac{R_{in}}{R_L} = -(-33)\frac{1925}{1000} = 63{,}525$$

$$G_{dB} = 10\ Log\ G = 10Log\ |A_V . A_i| = 33{,}38\ dB$$

وظيفة: أعد حل المسألة دون وجود مكثف تمرير الباعث C_3 .

خصائص تشكيلة القاعدة المشتركة:

1- مقاومة دخل منخفضة.
2- مقاومة خرج عالية.
3- تكبير تيار أقل من الواحد.
4- تكبير جهد عالي.
5- كسب استطاعة متوسط.
6- لايوجد انزياح في الطور بين جهد الدخل وجهد الخرج.

مسألة:

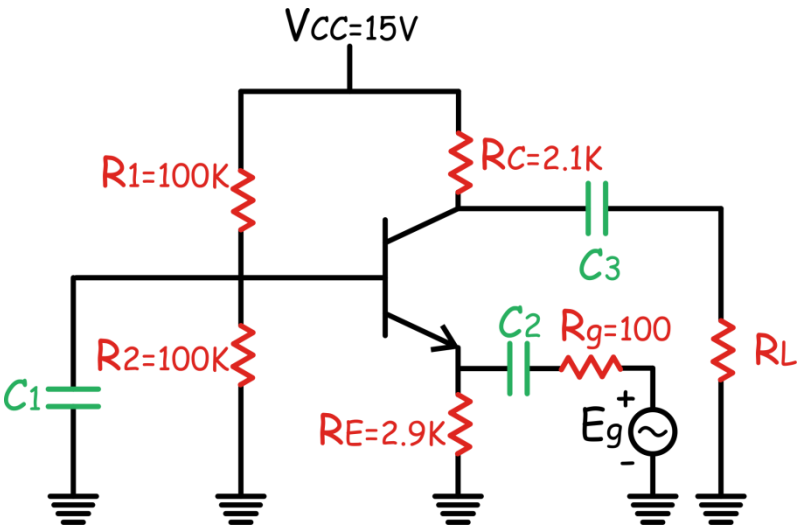
يبين الشكل التالي دارة مكبر قاعدة مشتركة له معاملات الهايبرد التالية:

$$hfe = 100, hre = 0, hoe = 10^{-5}, hie = 2K.$$

احسب:

$$G_{dB}, A_i, A_V, R_O, R_i$$

التشكيلة هي تشكيلة $B - C$ ومعاملات الهايبرد المعطاة هي الخاصة بتشكيلة $E - C$ لذلك نقوم بالتحويل إلى معاملات الهايبرد لتشكيلة $B - C$

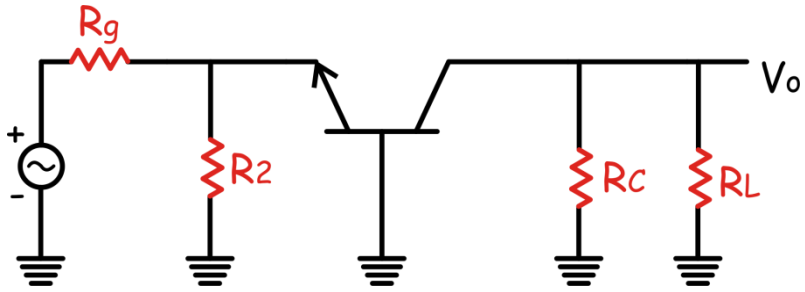


$$hib = \frac{hie}{hfe+1} = \frac{2000}{101} = 19{,}802$$

$$hob = \frac{hoe}{hfe+1} = \frac{10^{-5}}{101} = 9{,}9 \times 10^{-8} mho$$

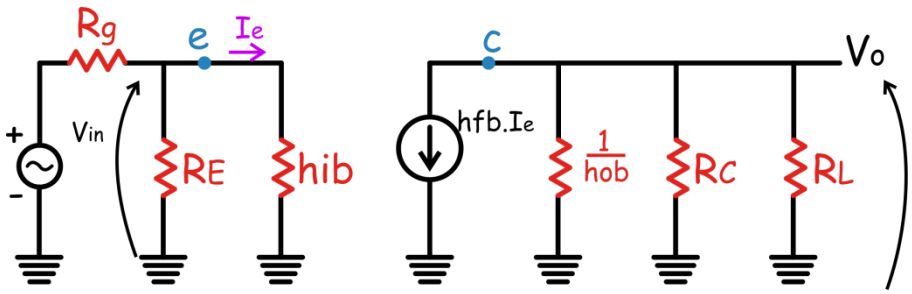
$$hfb = \frac{-hfe}{hfe+1} = -0{,}99$$

نرسم دارة AC



عند قصر المكثف C_1 وتأريض V_{CC} تصبح المقاومتين R_1 و R_2 بين نقطتين أرض (مقصورتين).

رسم دارة(hybrid)H:



اتجاه منبع التيار من C إلى e ولكن تم نقله من دارة الدخل إلى الخرج وعند النقل من دارة الدخل إلى دارة الخرج نقسم على $(hfe + 1)$.

$$R_{in} = R_E \,//\, hib = 19{,}62\Omega$$

$$R_0 = R_C \,//\, \frac{1}{hob} = 2099{,}56\Omega$$

نلاحظ أنه من خصائص التشكيلة R_{in} منخفضة و R_O كبيرة.

$$R_0 = R_O \,//\, R_L = 677{,}37\Omega$$

$$A_V = \frac{V_0}{V_i} = \frac{-hfb.I_e.R_O}{hib} = 33{,}86$$

$$A_i = \frac{I_O}{I_i} = -A_V \frac{R_{in}}{R_L} = -0{,}66$$

المحاضرة الرابعة

مكبر BJT تشكيلة $(C-C)$ +تصميم مكبرات (FET)

خصائص تشكيلة المجمع المشترك$(C-C)$ $common\ collector$:

1-مقاومة دخل عالية.

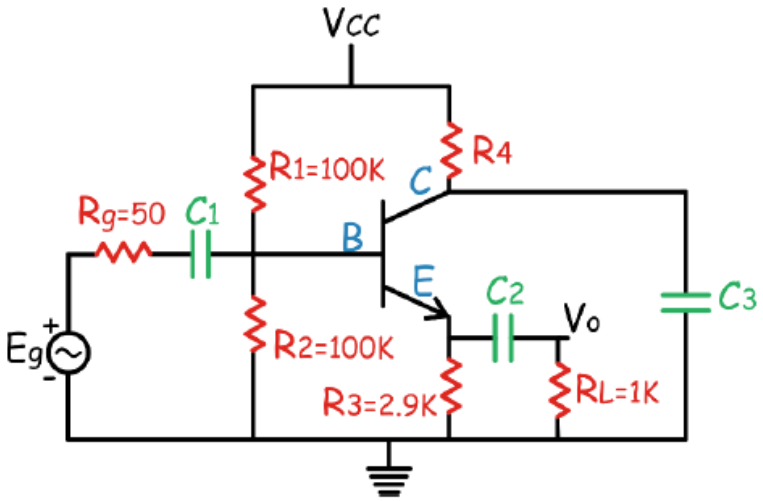
2-مقاومة خرج منخفضة.

3-تيار تكبير عالي.

4-كسب جهد أصغر من الواحد.

5-كسب استطاعة متوسط.

يبين الشكل التالي دارة مجمع مشترك:



(لاحظ أن الدخل عند القاعدةB والخرج عند الباعثE والمجمع Cمؤرض حيث المكثفC_3 يقصر المقاومةR_4)

ولدينا معادلات الهايبرد معطاة بالشكل:

$$hie = 2[K\Omega], hoe = 10^{-5}[mho], hre = 0[-], hfe = 100[-]$$

والمطلوب حساب البارامترات الأساسية لهذا المكبر.

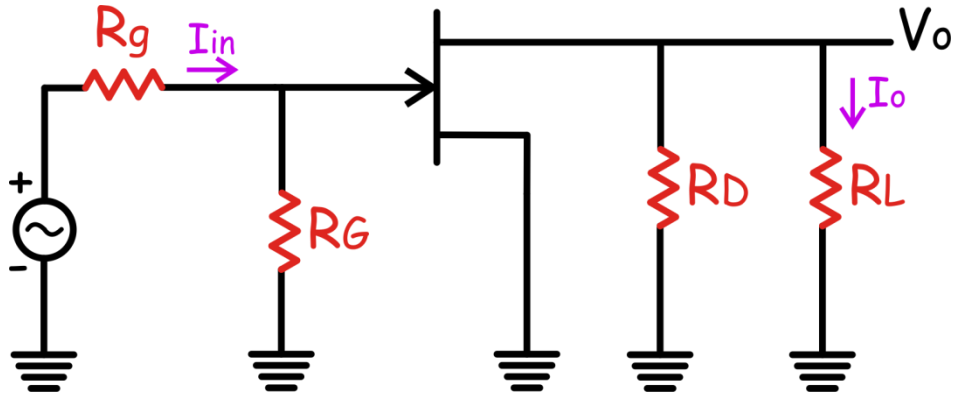
$$R_{in}, R_O, A_V, A_i$$

إن خطوات الحل تكون كالتالي:

الخطوة الأولى:

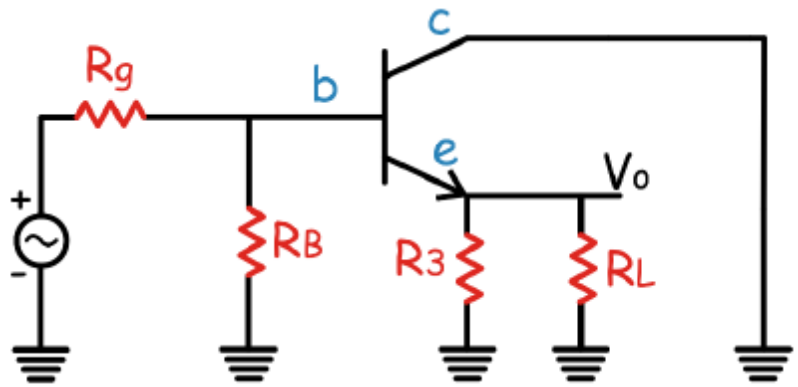
نرسم دارة AC:

نبدأ الرسم من الدخل ونقصر المكثفات ونؤرض المنابع المستمرة.



إن R_1 و R_2 على التفرع فتكون محصلتهما R_B من الشكل:

$$R_B = \frac{R_1.R_2}{R_1+R_2} = 50[K\Omega]$$



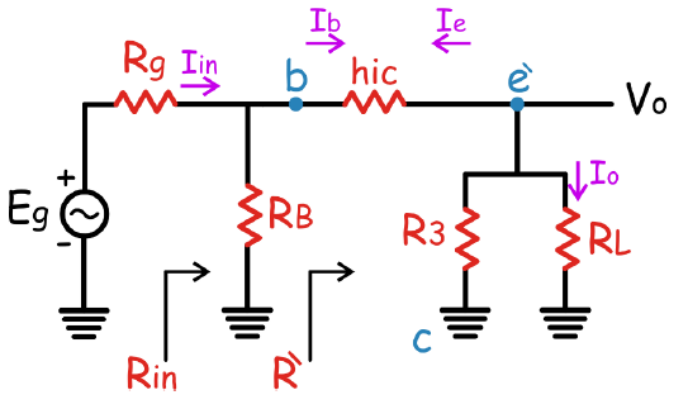
الخطوة الثانية:

نرسم دارة الهايبرد H

التشكيلة تشكيلة مجمع مشترك⟸ منبع التيار غير موجود وكذلك الأمر بلنسبة لمنبع الجهد لأن $hre = 0[-]$ وناقلية الخرج صغيرة جداً $hoe = 10^{-5}[mho]$ وبالتالي يمكن إهمالها فتصبح مقاومة الخرج قريبة من اللانهاية$\infty = \frac{1}{hoe}$ وبالتالي نلغيها من الدارة h

لدينا $hie = hic$

تصبح دارة الهايبردHعلى الشكل:



إن المقاومة R_{in} مقاومة الدخل هي المقاومة المنظورة من جهة الخل ولكن لدينا $R_3 \;//\; R_L$هي محصلة مقاومات الخرج وحتى ننتقل إلى دارة الدخل نضرب بـ(hfc + 1) ونتابع

$$R_{in} = [hic + (R_3 \;//\; R_L)(1 + hfe) \;//\; R_B]$$

أو يمكن أن نحصل على النتيجة نفسها بأسلوب مختلف قليلاً لو أخذنا المقاومة R' نجد:

حسب كيرشوف

$$R' = \frac{U_{in}}{I_{in}} = \frac{U_b}{I_b} = \frac{I_b \times hic - I_e(R_3//R_L)}{I_b}$$

I_e التيار المكبر = نسبة التكبير × التيار قبل التكبير $(-)$

إشارة $(-)$ لأن اتجاهI_e يعاكس I_bالمرجعي.

$$\Longrightarrow I_e = -I_b(1 + hfe)$$

لنعوض بـ R':

$$R' = \frac{I_b \times hic + I_b(1+hfe)(R_3//R_L)}{I_b}$$

$$\Longrightarrow R_{in} = R' \;//\; R_B$$

$$R_{in} = [hic + (1 + hfe)(R_3 \,//\, R_L)] \,//\, R_B$$

نعلم أن $hic = hie$ عندها نعوض في علاقة R_{in}:

$$R_{in} = 50K\Omega \,//\left(2K\Omega\left(\frac{2,9\times1}{3,9}\right)K\Omega(1+100)\right)$$

$$= 50K\Omega \,//\; 77K\Omega$$

$$= \frac{50\times77}{50+77} = 30,3[K\Omega]$$

مقاومة دخل عالية نسبياً

لنحسب كسب الجهد A_V

$$A_V = \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{V_e^{'}}{V_b}$$

حسب مجزأ الجهد:

$$V_e^{'} = V_b \frac{(R_3R_L)(hfe+1)}{(R_3R_L)(hfe+1)+hic}$$

$$\Longrightarrow A_V = \frac{(R_3R_L)(hfe+1)}{(R_3R_L)(hfe+1)+hic} = \frac{743\Omega\times101}{743\Omega\times101+2000\Omega}$$

$$\Longrightarrow A_V = 0,974[-]$$ كسب جهد أصغر من الواحد

لحساب كسب التيار A_i

$$A_i = \frac{I_0}{I_{in}} = \frac{I_L}{I_{in}}(*)$$

وحسب مجزأ التيار

$$I_L = I_e \frac{R_3}{R_3+R_L}$$ مجزأ التيار

نعلم أن I_e يساوي $I_b(1+hfe)$ ولكن يعاكسه بالإشارة (فلسفياً الأرض لاتولد تيار)

$$\Rightarrow I_L = -I_b(1+hfe)\frac{R_3}{R_3+R_L} = -75,1\, I_b \ldots\ldots (1)$$

وحسب مجزأ التيار يعطى I_b

$$I_b = I_{in}\frac{R_B}{R_B+hic+(R_3//R_L)(1+hfe)} = I_{in}\frac{50}{127} = \frac{127}{50}I_b \ldots\ldots (2)$$

نعوض(2) و(1)في(∗):

$$A_i = \frac{-75{,}1\, I_b}{\frac{127}{50} I_b} = -29{,}56[-]$$

ولحساب R_O في دارة

$$(C - C)$$

لدينا طريقة خاصة هنا:

نعيد رسم الدارة المكافئة لحساب R_0

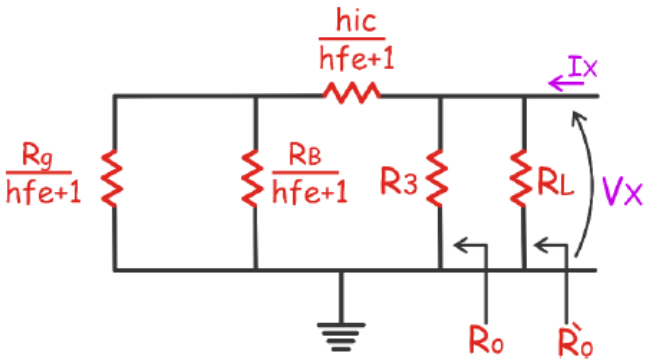
1-نبدأ بالرسم من دارة الخرج.

2-نفرض في الخرج مولد جهد مقداره U_X يولد تيار I_X فتكون مقاومة الخرج:

$$R_0 = \frac{U_X}{I_X}$$

3-نقصر المنبع E_g في الدخل.

بما أننا سنعتمد دارة الخرج بداية للرسم فإن مقاومات الدخل ستنتقل للخرج وبالتاي سنقسم قيمتها على $(1 + hfe)$:وستصبح الدارة كما في الشكل:



$$R_O = R_3 \,//\, \left[\frac{hic}{hfe+1} + \left(\frac{R_g}{hfe+1} \,//\, \frac{R_B}{hfe+1}\right)\right]$$

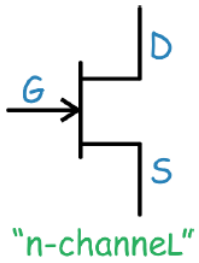
$$R_0 = 20\Omega$$

مقاومة خرج صغيرة نسبياً

الفصل الثاني : الترانزستور *FET*

تصميم المكبرات ذات الأثر الحلقي *FET(Field effect transistor)* :

مراجعة : هذا النوع من الترانزستور له ثلاث أقطاب ، يرمز له بالشكل :



حيث *(S)* : المنبع *(Source)*

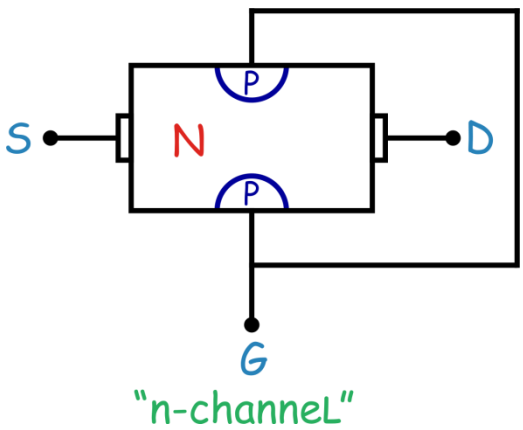
(D) : المصرف *(Drain)*

(G) : البوابة *(Gate)*

- ان اتجاه السهم يحدد فيما اذا كان الترانزستور *n-channel* او *p-channel*

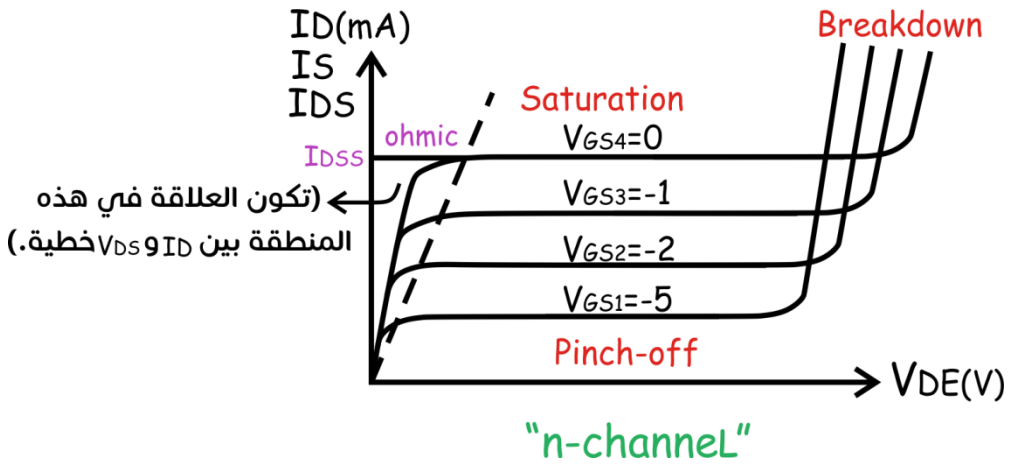
- ان حوامل الأعظمية في نوع *n-channel* هي الالكترونات ، بينما في *p-channel* هي الثقوب

- إذا بدلنا بين المنبع و المصرف لا يتغير عمل الترانزستور ذلك لأنه عبارة عن بنية متناظرة متماثلة :



- لاحظ ان الجهد المطبق على البوابة V_{gs} يتحكم بالتيار I_{DS} وبالتالي G قطب تحكم في الترانزستور *FET* .

- مقاومة الدخل ترانزستور *FET* عالية جداً $10^{14}\Omega$, $10^{13}\Omega$ حيث $r_{in} \longrightarrow \infty$ وهذه ميزة لذلك يعني ان ترانزستور *FET* لا يستمر تيار من الدخل و لهذا السبب يستخدم دلاً من النوع *BJT* في تصنيع الدارات المتكاملة عالية التكامل *(very large integrated circuit)*
- لأنها تحوي عدد كبير من الترانزستورات حوالي مئة ألف إلى مئتين ألف ترانزستور بداخلها ولو أننا استعملنا في تصنيفها النوع *BJT* ل عشرات الكيلو أمبير
للـ*FET* منحني الخواص التالي (في الحالة المستمرة):



- لاحظ أن V_{gs} في النوع *n-channel* يتراوح بين الصفر والقيم السالبة حتى تصل جهد الاختناق V_p *(Pinch off)* بينما يزداد الجهد V_{gs} من الصفر وحتى القيمة الموافقة لتيار الاشباع I_{DSS} حسب العلاقة :

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)$$

عند تطبيق V_{DS} : ما يحدث في الواقع هو أنه عند الجهد=0V_{gs} في ال *n-channel* تكون البوابة مفتوحة تماماً فيمر أعظم تيار I_{DSS} ومع تطبيق جهد سالب V_{gs} تبدأ البوابة بالإغلاق وبالتالي منع التيار من العبور ويستمر ذلك حتى الوصول ل V_p حيث تغلق البوابة تماماً ولا يمر أي تيار وفي حالة ازدياد V_{DS} يزداد مرور التيار حتى مرحلة *break down* التي لا يمكن للترانزستور أن يتحكم ب I_D بعدها

- لترانزستور *FET* عامل ناقلية تبادلية g_m :

$$g_m = \left|2\,\frac{I_{DSS}}{V_p}\,(1 - \frac{V_{GS}}{V_p})\right|$$ حيث

$$[S] \ , \ [mho]$$

- **تطبيقات الترانزستور *FET*:**

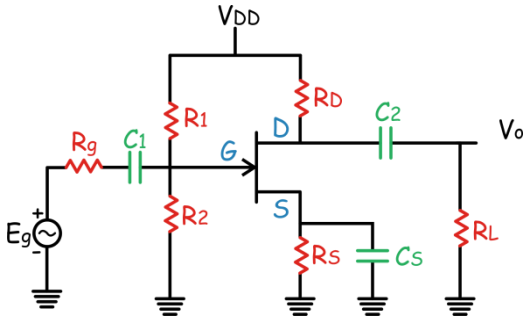
1- يستخدم في دارات التكبير

2- يستخدم كقاطع الكتروني وهو أسرع استجابة من *BJT* لتغيرات *off/on*

3- يستخدم *FET* أيضا كمقاومة متحكم بها .

- سنذكر على دراسة *FET* كمكبر :
- يبين الشكل التالي دارة مكبر *FET* :
- في ال *p-channel* يكون V_{DD} سالب

V_{DD} دلالة على أن المنبع موصول على المصرف وعلى أنه مستمر



- ان لهذا الترانزستور ثلاث تشكيلات أساسية :

1- تشكيلة المنبع المشترك (C-S) : Common Source وهي الاكثر شيوعاً

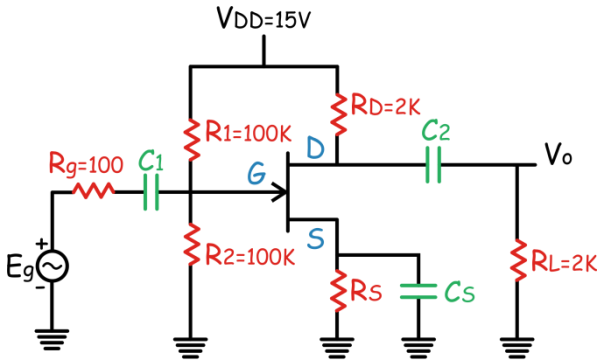
2- تشكيلة المصرف المشترك (C-D) : Common Drain

3- تشكيلة البوابة المشتركة (C-G) : Common gate

- ان لكل تشكيلة تطبيقات خاصة بها
- قبل تحليل أي دارة نحدد نوع التشكيلة وذلك بمعرفة الدخل و الخرج فيكون القطب الثالث هو القطب المشترك بين الدخل و الخرج أو بتحديد القطب المؤرض
- في التشكيلة السابقة لدينا الدخل عند البوابة و الخرج عند المصرف فالتشكيلة (C-S) منبع مشترك لاحظ أن المنبع S مؤرض حيث C_S تقصر R_S
- تحليل دارة مكبر المنبع المشترك (C-S)

أوجد محددات المكبر المعطى بالشكل $V_{DD} = 15\ V$

$R_{in},\ R_o\ ,\ A_v\ ,\ A_i\ \ ,\ \ G$



(C-S)

$r_{ds} = 100\ k\Omega$

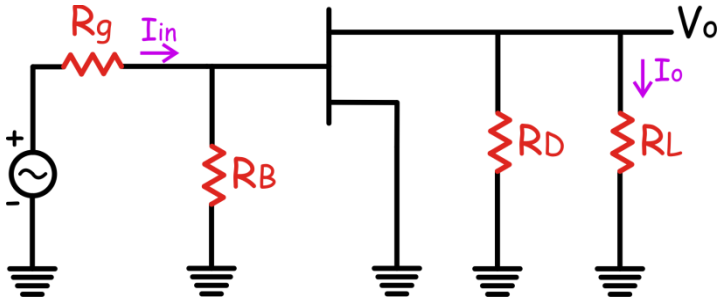
$g_m = 2[mmho]$

1- تشكيلة الدارة (C-S) منبع مشترك

2- نرسم دارة AC(دارة الحالة المتناوبة)

نبدأ من الدخل نقصر المكثفات و نؤرض المنابع المستمرة :

R_G أو $R_{Base} = R_1 \setminus\setminus R_2 = 50[k\Omega]$



- في الواقع تكون اعلى من ذلك بكثير لكن حسب الأرقام الافتراضية نتجت $50[k\Omega]$ دارة AC

3- نرسم دارة الهايبرد عند الترددات المنخفضة و المتوسطة :

- نعتمد مقاومة الترانزستور الداخلية r_{ds} كبيرة لذلك نعوض عنها بالهواء .
- قيمة منبع التيار في الخرج دارة الهايبردg_m, V_{gs} جهة دوماً من المصرف للمنبع من D الى S وترتبط معه مقاومة على التفرع r_{ds}
- ناقلية الخرج هي $\left(\frac{1}{g_{ds}}\right.$ هو نفسه $\left.r_{ds}\text{المقاومة}\right)$ g_{ds} تصبح الدارة h :

مسألة : اعد حل مسألة السابقة بعد أن نزيل(C_s)

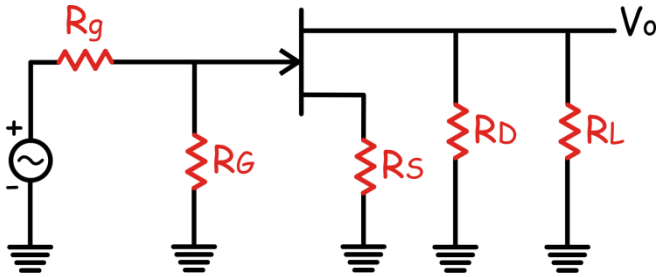
$A_v = -\frac{R_D \setminus\setminus R_L}{R_S + \frac{1}{g_m}}$

و عندما $R_s = 0$ نعوض *

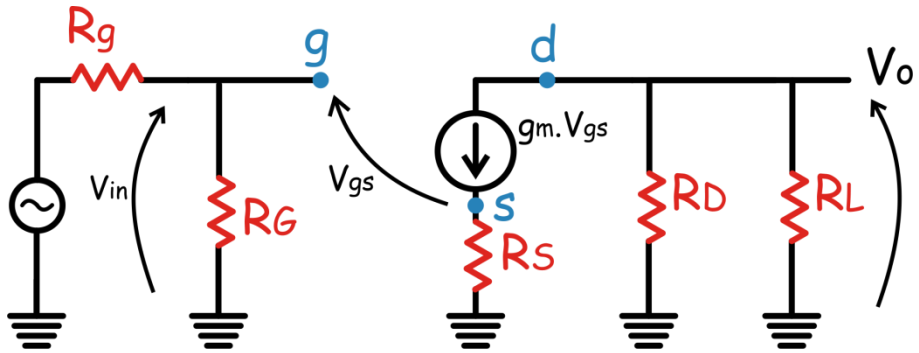
- **تتمة تشكيلات الترانزستور FET**

تشكيلة Common-source للترانزستور FET عندما $r_{ds} \to \infty$

نرسم دارة AC :



نرسم دارة h :



V_{GS} حسب كيرشوف :

$$V_{GS} = V_i - g_m . V_{GS} . R_s$$

$$V_{GS} = \frac{V_i}{1+g_m . R_s}$$

$$V_o = -g_m . V_{GS} (R_D \parallel R_L)$$

$$V_o = -g_m . \frac{V_i}{1+g_m . R_s} . (R_D \parallel R_L)$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m . V_{GS} (R_D \parallel R_L)}{1+g_m . R_s} = \frac{-R_D \parallel R_L}{\frac{1}{g_m}+R_s}$$

$$R_{in} = R_G \parallel \infty = R_G$$

ملاحظة : ∞ هي مقاومة الهواء الموجود بين دارة الدخل ودارة الخرج

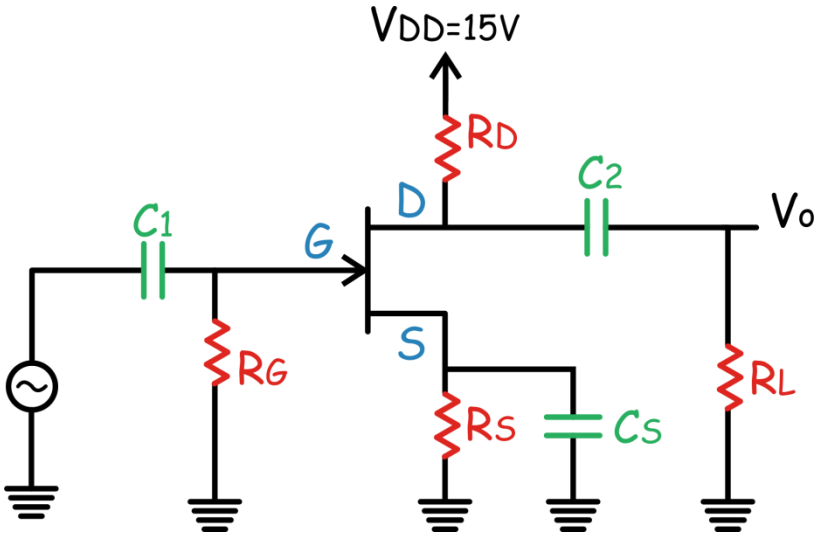
$$A_i = \frac{I_o}{I_{in}} = -A_V \frac{R_{in}}{R_l}$$

$$= g_m . \frac{(R_D \| R_L)}{1 + g_m . R_s} . \frac{R_{in}}{R_l}$$

$$G = 10 \log |A_V . A_i|$$

مسألة :

لدينا الدارة المبينة في الشكل :

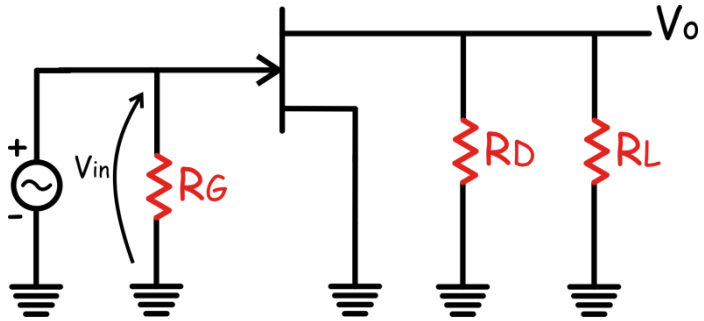


$R_G = 10\ M\Omega\ , R_D = 10\ k\Omega\ , R_L = 15\ k\Omega\ , g_m = 4m\ mho\ ,$
$g_m = 10M\ mho$

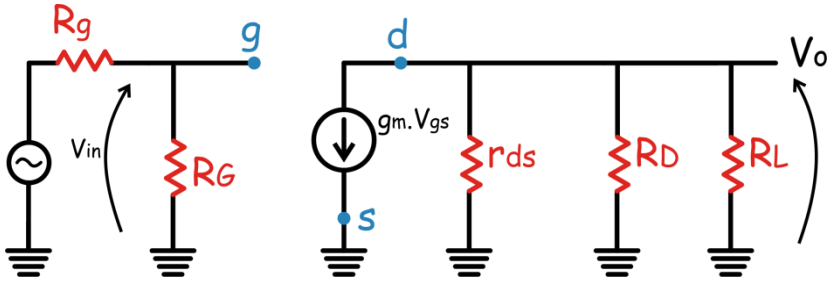
احسب $A_i, A_V\ , R_i\ , R_o$

الحل :

نرسم دارة AC



نرسم دارة h عند الترددات المنخفضة و المتوسطة .....



$$R_o = R_D \parallel r_{ds} = 10^4 \parallel \frac{1}{10^{-5}} = 9{,}9\ Ks$$

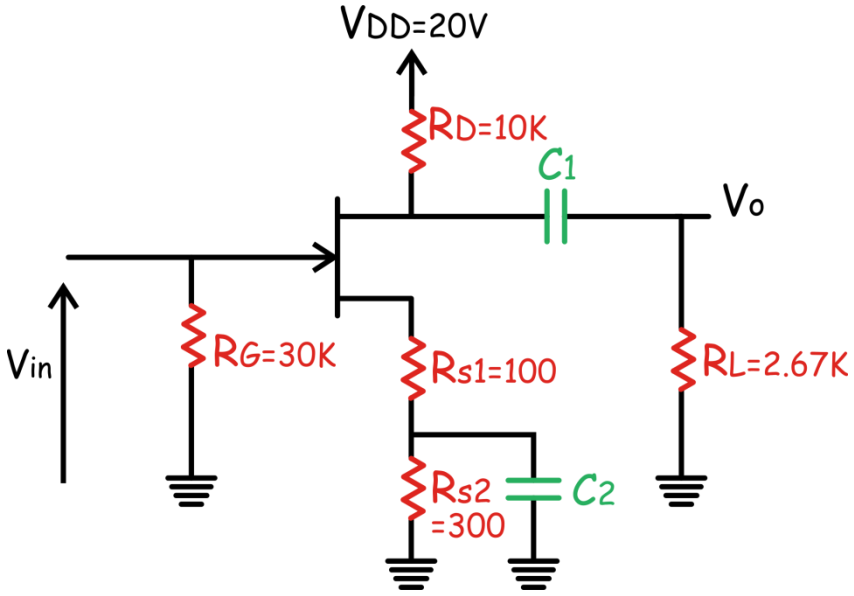
$$\grave{R_o} = R_o \parallel R_L = 9{,}9 \parallel 15 = 6\ Ks$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m.V_{GS}.\grave{R_o}}{V_{GS}} = -24$$

$$A_i = -A_V.\frac{R_{in}}{R_L} = 16000$$

مسألة :

حلل المكبر C-S من ناحية DC وحدد كل من R_{in} , A_V , A_i افترض أن معاملات FET وهي $V_P = 2\ V, I_{DSS} = 2mA$



- الحل :

نحسب g_m

$$g_m = \left|\frac{2I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)\right|$$

لحساب g_m نوجد V_{GS} و لنوجدها نحسب I_D

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$I_D = 2\left(1 - \frac{V_{GS}}{2}\right)^2$$

$$I_D^2 - 22{,}5\ I_D + 25 = 0$$

معادلة من الدرجة الثانية لها حلان :

$$I_{D1} = 21{,}33\ mA$$

(مرفوض لأنه أكبر من I_D و I_{DSS} أكبر تيار يمر)

$$I_{D2} = 1{,}17\ mA$$

(مقبول)

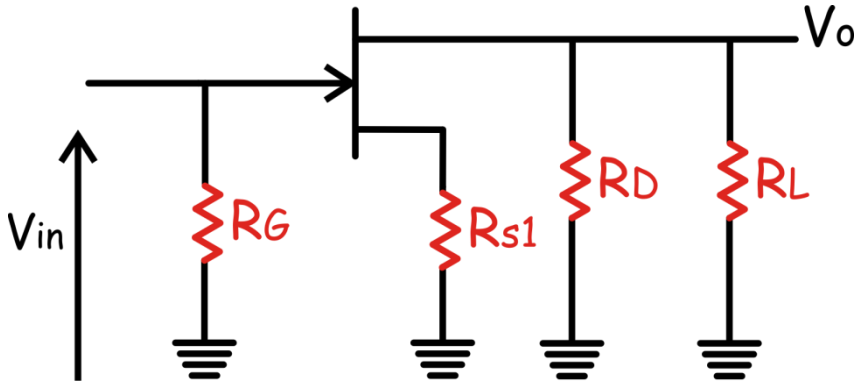
نحسب V_{GS}

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - V_S = -V_S$$
$$V_{GS} = -I_D . R_S$$
$$V_{GS} = -I\ (R_{S1} + R_{S2}) = -0{,}469\ v$$

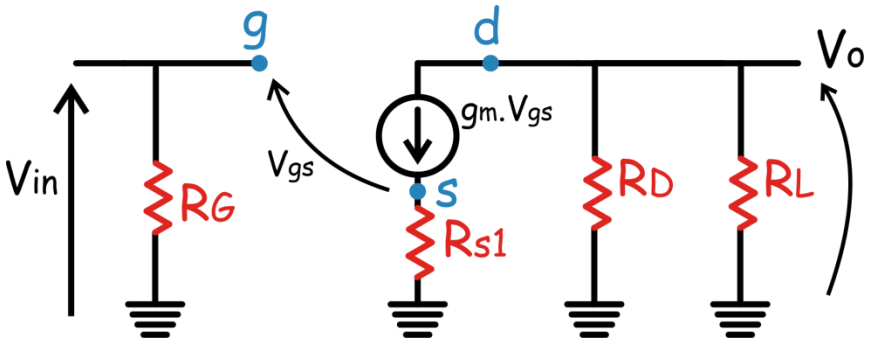
نعوض في علاقة g_m فنجد :

$$g_m = 1{,}53\ ms$$

نرسم دارة AC :



نرسم الدارة المكافئة



$$A_V = -\frac{g_m.\grave{R_o}}{1+g_m R_{S1}} = -\frac{g_m.(R_D \| R_2)}{1+g_m R_{S1}} = -2{,}55$$

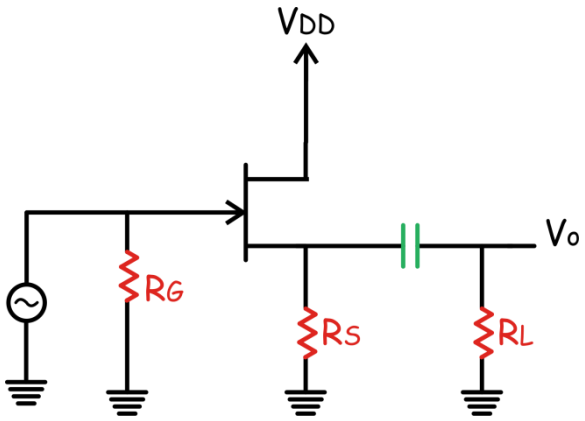
$$R_{in} = R_G$$

$$R_o = R_D$$

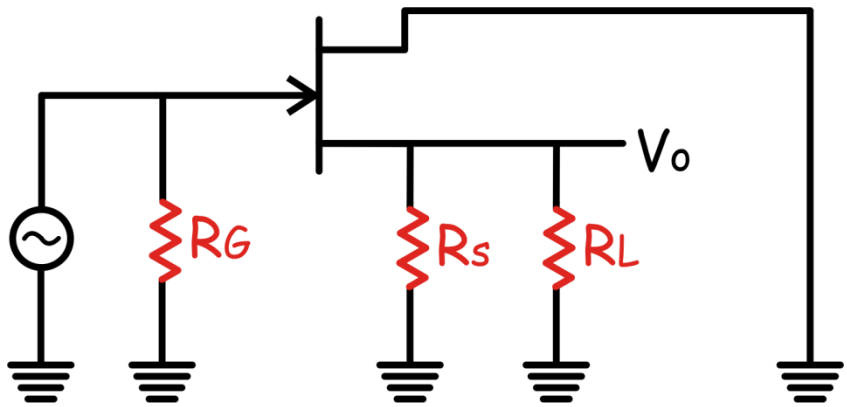
$$A_i = \frac{I_o}{I_{in}} = \frac{I_o}{0} = \infty$$

$$A_i = -2{,}5\,\frac{30K}{2{,}67K} = 28{,}6$$

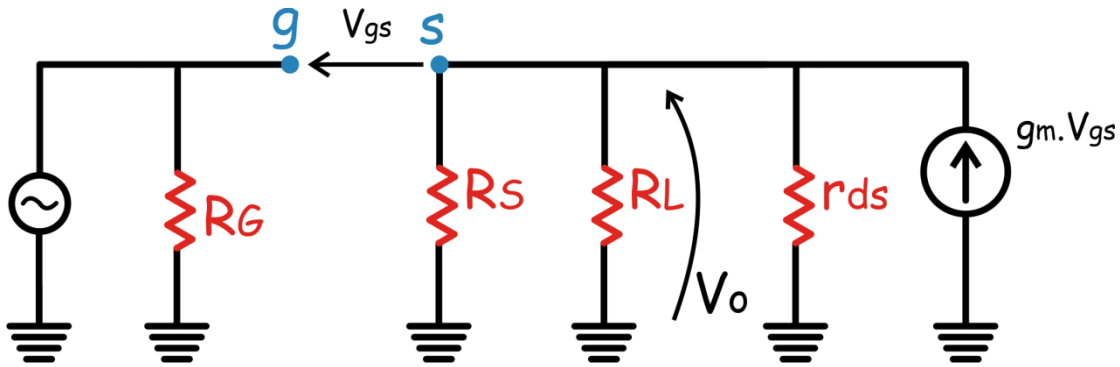
تشكيلة المصرف المشترك$(\mathbf{C-D})$:



نحلل الدارة ،نقوم برسم دارة AC.



ثم نرسم دارة الهايبردh.



$$R_{in} = R_G$$

$$A_i = \infty$$

$$A_V = \frac{V_O}{V_{in}}$$

$$V_i = V_{gs} + V_0$$

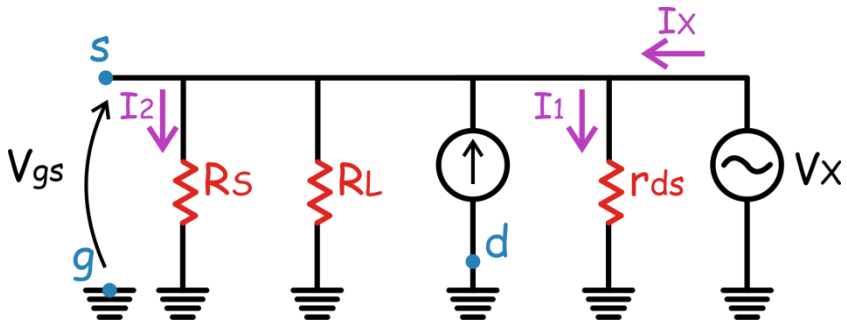
$$V_O = g_m \,.V_{gs}(r_{ds} \,//\, R_O \,//\, R_L)$$

$$A_V = \frac{V_O}{V_{gs}+V_O} = \frac{1}{1+\frac{V_{gs}}{V_O}}$$

$$A_V = \frac{1}{1+\frac{1}{g_m \cdot \grave{R}_L}} \quad , \; \grave{R}_L = R_L \;//\, R_S$$

حساب R_O (ننزع R_L)

نعيد رسم الدارة المكافئة حيث نفرض منبع وهمي V_X في الخرج يولد I_X.



اتجاه منبع التيار من$Drain$ إلى Source.

$$R_O = \frac{V_X}{I_X}$$

$$V_X = -V_{Gs}$$

$$I_X = I_1 + I_2 - g_m.V_{gs}$$

$$I_X = I_1 + I_2 + g_m.V_X$$

$$I_X = \frac{V_X}{r_{ds}} + \frac{V_X}{R_S} + g_m.V_X$$

$$R_0 = \frac{1}{\frac{1}{r_{ds}}+\frac{1}{R_S}+g_m}$$

عندما $r_{ds} \to \infty \Longleftarrow R_O = \frac{R_S}{1+g_m.R_S}$

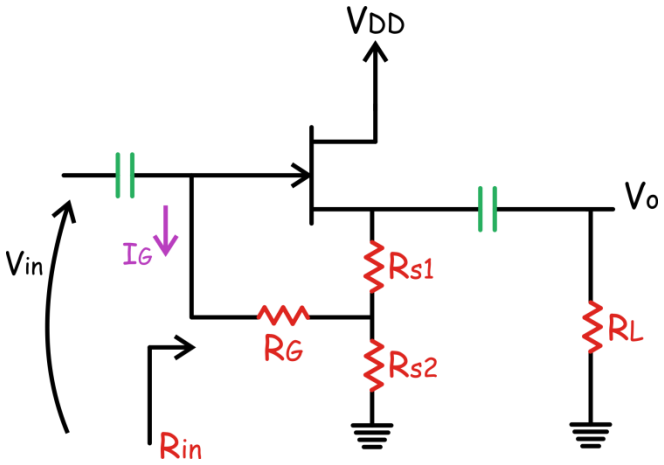
حساب $\grave{R}_O$(لاننزعR_L) $\Longleftarrow$

$$\grave{R}_O = \frac{1}{\frac{1}{R_L}+\frac{1}{R_S}+\frac{1}{r_{ds}}+g_m}$$

رفع مقاومة دخل الترانزستور FET.

إن مقاومة الدخل لتشكيلة المنبع المشترك والمصرف المشترك كبيرة بشكل عام وتزداد كلما كانت R_G (مقاومة انحياز البوابة) كبيرة.

وبما أننا لا نستطيع زيادة R_G كثيراً بسبب اعتبارات الانحياز (إذا كانت كبيرة لايمر تيار إلى البوابة) لذلك نقترح الدارة التالية لرفع مقاومة الدخل.



نقوم بتحليل هذه الدارة ببرهنة أن $R_{in} > R_G$

$$R_{in} = \frac{V_i}{I_G}$$

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{\frac{V_{in}-V_X}{R_G}} = \frac{R_G}{1-\frac{V_X}{V_i}}$$

$$I_G = \frac{V_i - V_X}{R_G}$$

$$V_X = V_O \frac{R_{S2}}{R_{S2}+R_{S1}}$$

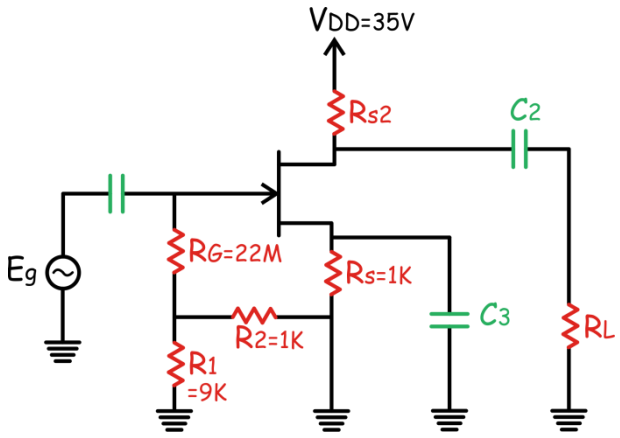
$$R_i = \frac{R_G}{1-\left(\frac{V_O \frac{R_{S2}}{R_{S2}+R_{S1}}}{V_i}\right)}$$

$$R_i = \frac{R_G}{1-A_V \frac{R_{S2}}{R_{S2}+R_{S1}}} \quad ; A_V = \frac{V_O}{V_i}$$

بما أن A_V لهذه التشكيلة أصغر من (1) $\Longleftarrow R_{in} > R_G$

وظيفة:

1)لدينا الدارة المبينة بالشكل التالي:



مطلوب: V_{DS} , I_{DS}

حيث $I_{DSS} = 6mA$, $V_P = -4V$

ثم احسب A_V إذا كان لدينا:

2)صمم مكبر JFE حسب المعطيات التالية:

$\mathbf{R_L = 10K,}$ $\mathbf{V_{DD} = 12V,}$ $\mathbf{R_{in} = 500K}$, $\mathbf{A_V = -2,}$ $\mathbf{V_{DS} = 6V}$ $\mathbf{V_G = -1V, I_D = 1mA, g_m = 2,5[ms]}$