٤-٤-١ مكبرات الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة لتكبير الإشارت الصغيرة

شديد الشبه بالترانزستور ثنائى القطبية ويمكن توصيله كمكبر لإشارات التيار المتردد للحصول على تكبير للجهد والقدرة و/أو كسب تيار٠ على سبيل المثال فى التكوينات المستخدمة للترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة تكوين المنبع المشترك ، عند تشغيل الترانزستور فى منطقة إيقاف إندفاع الجهد[٣] فإنه بتغيير بسيط فى الجهد بين البوابة والمنبع (الدخل) يسبب تغير كبير فى الجهد بين النازف والمنبع (خرج الترانزستور)٠ فى هذا التكوين سنستخدم بعض المعادلات التى تساعد فى حساب قيم الكسب عندما يكون التغير فى جهد الدخل ذات قيمة صغيرة – نبدأ بمناقشة معاملات الترانزستور المتأثر بالمجال لتكبير الإشارت الصغيرة والتى تؤثر مباشرة على حسابات قيم الكسب ٠

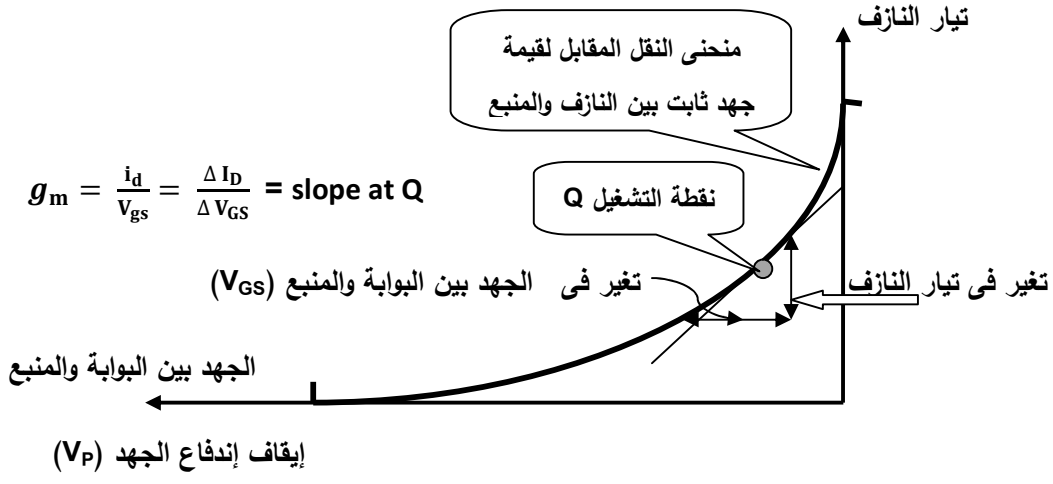
- معاملات الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة للإشارت الصغيرة

تعرف موصلية النقل على أنها النسبة بين التيار الخارج (I_o) الى جهد الدخل (V_{in}) ويمكن تحديد موصلية النقل فى الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة للإشارت الصغيرة فى إطار دوائر تكوين المنبع المشترك ويعتبر تيار النازف هو التيار الخارج والجهد بين البوابة والمنبع هو جهد الدخل٠

المعادلة (٤-٤٤)
$$g_m = \frac{i_d}{V_{gs}} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} |_{V_{DS=constant}} \ \text{siemens}$$

حيث (ΔI_D) هو التغير الناشئ فى تيار النازف نتيجة للتغير فى الجهد بين البوابة والمنبع (ΔV_{GS}) – مع ملاحظة إستخدامنا الحروف الصغيرة للحفاظ على ما هو متبع فى تطبيقات الإشارات الصغيرة للتيار المتردد – يمكن إيجاد قيمة موصلية النقل (g_m) بيانيا بإستخدام منحنيات خواص النقل من خلال العلاقة بين تيار النازف والجهد بين البوابة والمنبع – كما يمكن تعريف موصلية النقل (g_m) بأنها ميل منحنى النقل عند نقطة التشغيل كما هو موضح فى الشكل (٤-٤٤)٠ يمكن حساب قيمة موصلية النقل بيانيا برسم خط مماس لمنحنى الخواص عند نقطة محددة ثم قياس درجة ميل خط المماس مع ملاحظة زيادة قيم موصلية النقل بزيادة قيمة التيار النازف بمعنى أن نقاط التشغيل (Q) تقع على

طول المنحنى فى إتجاة تيار التشبع (I_{DSS}) حيث يكون المنحنى أكثر عمقا فى هذا الإتجاه وحيث أن التيار فى مكبرات هذا الترانزستور يتغير بقيم أكبر وأقل من نقطة التشغيل (Q) وبالتالى فإن موصلية النقل تتغير عند كل نقطة على طول منحنى الخواص ٠



الشكل (٤-٤٤) التعبير عن الموصلية بميل خط منحنى النقل

هذا التحليل صالح فقط إذا كان التغير فى تيار النازف (ΔI_D) تغير بسيط حتى لا يحدث تغير ملحوظ فى موصلية النقل بحيث يمكن إهمالها٠ كما يمكن ملاحظة إن قيمة موصلية النقل يمكن الحصول عليها تقريبا بتطبيق المعادلة

$$g_m = \frac{2\,I_{DSS}}{|V_P|}\left[1 - \left|\frac{V_{GS}}{V_P}\right|\right] siemens \quad \text{المعادلة (٤-٤٥)}$$

حيث أن قيمة الجهد بين البوابة والمنبع هى أحد المعاملات الأساسية فى آلية التشغيل كما أن إستخدام القيم المطلقة فى المعادلة (٤-٤٥) تجعلها صالحة لكلا من نوعى الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة ذات القناة موصلية (ن) و (ب)٠ يمكن إستخدام المعادلة (٣-٢) بالإشتراك مع معادلة منحنى النقل للتعبير عن قيمة موصلية النقل بدلالة تيار النازف – والذى يمكن حساب قيمته كما يلى:

$$g_m = \frac{2\,I_{DSS}}{|V_P|}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \quad siemens$$ المعادلة (٤-٤٦)

توضح المعادلة (٤-٤٦) أن قيمة موصلية النقل تزيد بزيادة تيار النازف وبالتالى فإن أكبر قيمة لموصلية النقل عندما يساوى تيار النازف تيار التشبع ويرمز لقيمة موصلية النقل فى هذه الحالة بالرمز (g_{mo}) – من المعادلة (٤-٤٦) عند تيار النازف يساوى تيار التشبع نحصل على:

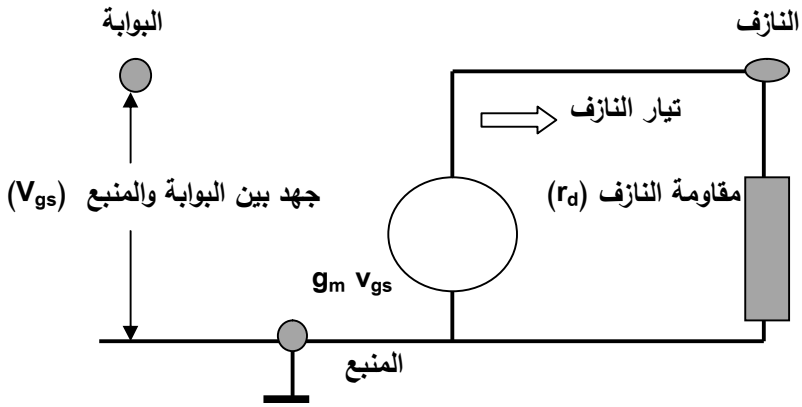
$$g_{mo} = \frac{2\,I_{DSS}}{|V_P|} \quad siemens$$ المعادلة (٤-٤٧)

بالرغم أن قيمة موصلية النقل ذات قيمة كبيرة إلا أنها مرغوبة حيث تتسبب فى كسب جهد عالى – كما أنه من الصعب تغذية الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة عند تيار النازف يساوى تيار التشبع لتطبيقات الإشارات الصغيرة – فمن الواضح أنه لا يوجد تغيير فى الإشارات بقيم اكبر من قيمة نقطة التشغيل (Q)٠ كذلك يمكن حساب مقاومة خرج الإشارات فى الدائرة بتكوين المنبع المشترك فى الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة على النحو التالى:

$$r_d = \frac{v_{ds}}{i_d} = \frac{\Delta V_{GS}}{\Delta I_D} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}\Big|_{V_{DS}=constant} \quad ohm$$ المعادلة (٤-٤٨)

ويمكن الحصول على مقاومة خرج الإشارات أيضا من النازف ويشار لها بالرمز (r_d) أو (r_{ds}) ويمكن الحصول على قيمتها بيانيا من خلال مجموعة منحنيات النازف مع ملاحظة أن خطوط المنحنيات تقريبا أفقية فى منطقة إيقاف إندفاع الجهد وذلك يتسبب فى صعوبة الحصول على قيم دقيقة٠ على أى حال فإن قيمة مقاومة الخرج كبيرة وذات تأثير بسيط على حساب كسب الجهد فى التطبيقات٠ وتتراوح قيمة المقاومة(r_d) بين ٥٠ كيلو أوم وعدة مئات كيلو أوم فى منطقة إيقاف إندفاع الجهد٠ يوضح الشكل (٤-٤٥) دائرة مكافئة لدائرة تكوين المنبع المشترك للترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة وتشتمل على المعاملات السابق مناقشتها ٠ قيمة جهد مولد التيار ($I_D = g_m V_{GS}$) يمثل الجهد الحاكم لتيار المنبع– وحيث أن التيار الناتج يعتمد على جهد الدخل فمن الواضح من الشكل توافق تيار النازف مع قيم موصلية النقل كما جاء فى المعادلة (٤-٤٤)٠

$$g_m \frac{i_d}{v_{gs}} \Rightarrow i_d = g_m v_{gs}$$

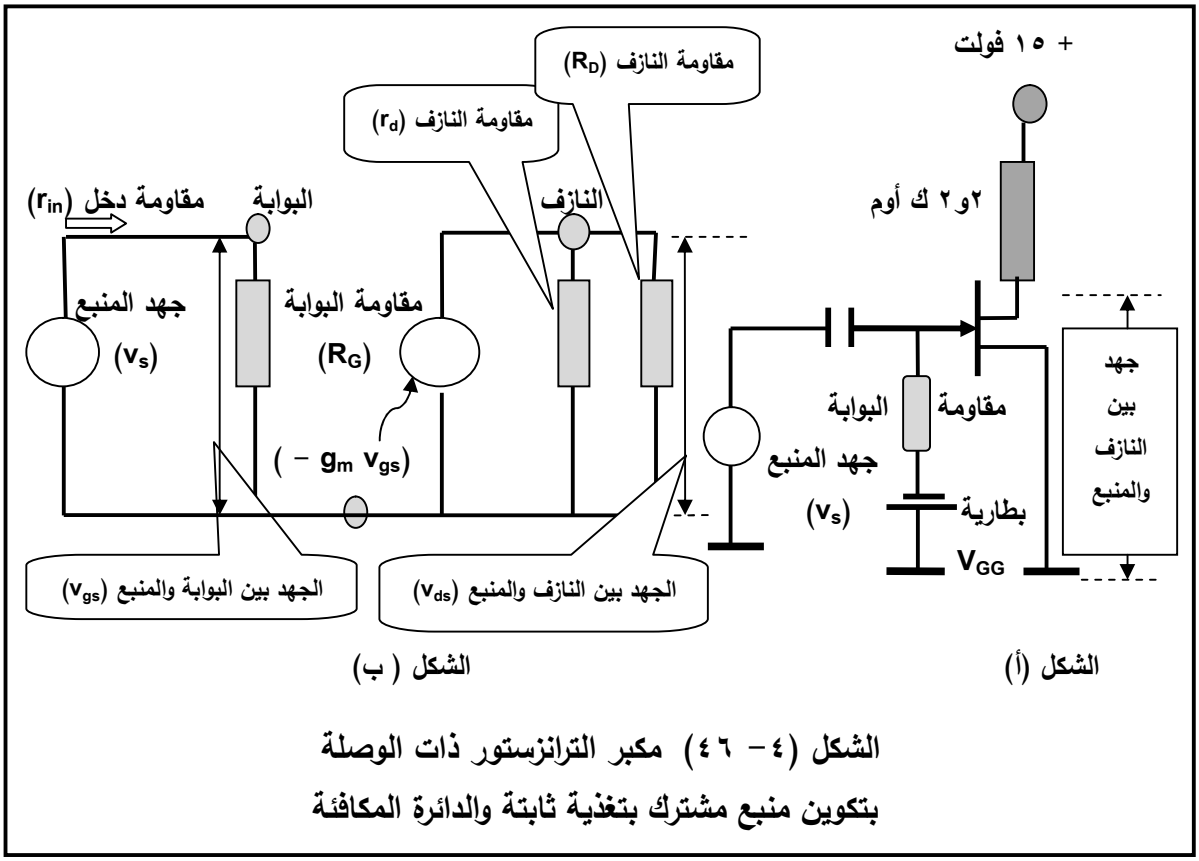


الشكل (٤-٤٥) دائرة مكافئة لدائرة تكوين المنبع المشترك للترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة

- **مكبرات الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة تكوين المنبع المشترك**

يوضح الشكل (٤-٤٦أ) دائرة بتكوين المنبع المشترك للترانزستور بآلية التغذية الثابتة (V_{GG}) – يتم توصيل مقاومة البوابة (R_G) ذات القيمة الكبيرة على التوالى مع بطارية جهد البوابة (V_{GG}) حتى تمنع قصر مولد الإشارات مع فولتية الأرض ويطلق عليها مصدر تيار مستمر مقصور كدائرة تيار متردد٠ مقاومة خرج الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة ذات قيمة كبيرة وبالتالى يمكن إهمال جهد التيار المستمر على البوابة بدلا من السريان خلال المقاومة (R_G) وعلى هذا فإن الجهد بين البوابة والمنبع يساوى جهد البطارية (V_{GG}) ٠ من نقطة أخرى فإن التيار المستمر المتصل بالبوابة ذو قيمة صغيرة وبالتالى يمكن إهمال الجهد الواقع على المقاومة (R_G) – المكثف المتصل بدخل الترانزستور يقوم بنفس العمل كما يتم فى الترانزستور ثنائى القطبية٠ وبالتحديد لعزل التيار المستمر من المرور بين مولد الإشارات والترانزستور كما سيتم إهمال مقاومة المنبع (r_S) مع فرض أن دائرة الخرج مفتوحة ($R_L = \infty$)٠ الجهد الكلى بين البوابه والمنبع هو مجموع جهد المنبع (V_S) وجهد بطارية التغذية (V_{GG}) على سبيل المثال إذا كان جهد التغذية (V_{GG}) يساوى

-٢ فولت وجهد المنبع (V_S) إشارة جيبية لها قيمة ذروة ١و٠ فولت وبالتالى فإن قيمة الجهد بين البوابة والمنبع يساوى $V_{GS} = -2 + 0.1 \sin \omega t$ كما أن قيمة الجهد بين البوابة والمنبع تتغير من (-٢-١و٠ = -١و٢ فولت) و (-٢ + ١و٠ = -٩و١ فولت)



الشكل (٤- ٤٦) مكبر الترانزستور ذات الوصلة
بتكوين منبع مشترك بتغذية ثابتة والدائرة المكافئة

وبالتالى فإن الجهد بين البوابة والمنبع يصبح ذو فولتية موجبة (-٩و١ فولت) مما يتسبب فى زيادة تيار النازف والذى يتسبب فى تناقص جهد الخرج (V_{DS}) وحيث

المعادلة (٤-٤٩) $$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D$$

يمكن تلخيص ذلك فإنه بزيادة جهد إشارة الدخل يتسبب فى تناقص جهد الخرج وعلى هذا فإن جهد الخرج يتغير فى الوجه بدرجة ١٨٠° مع جهد الدخل٠ يوضح الشكل (٤-٤٦ ب) الدائرة المكافئة لمكبر بتكوين منبع مشترك كما فى الشكل (٤- ٤٦أ) بإستبدال الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة بدائرة مكافئة٠ وبفرض أن مكثف الربط ذو مقاومة يمكن إهمالها عند تردد الإشارة المستخدمة (إفتراض مؤقت) – وبالتالى يمكن إستبدال المكثف

بقصر الدائرة٠ كما هو معتاد فإن كل مصادر التيار المستمر تعامل كأنها دائرة تيار متردد مقصور الى الأرض– مع ملاحظة إضافة إشارة (–) سالب لمولد التيار الحاكم وبالتالى يصبح ($-g_m V_{GS}$) مع مراعاة أن علامة السالب (–) توضح تحول وجه الإشارة بين الدخل والخرج فمن الواضح من الشكل (٤–٤٦ ب)

$$v_{ds} = y_d\,(r_d \parallel R_D) \qquad \text{المعادلة (٤–٥٠)}$$

وحيث أن تيار النازف ($I_D = -g_m V_{GS}$) نحصل على :

$$v_{ds} = -g_m\, v_{gs}\,(r_d \parallel R_D) \qquad \text{المعادلة (٤–٥١)}$$

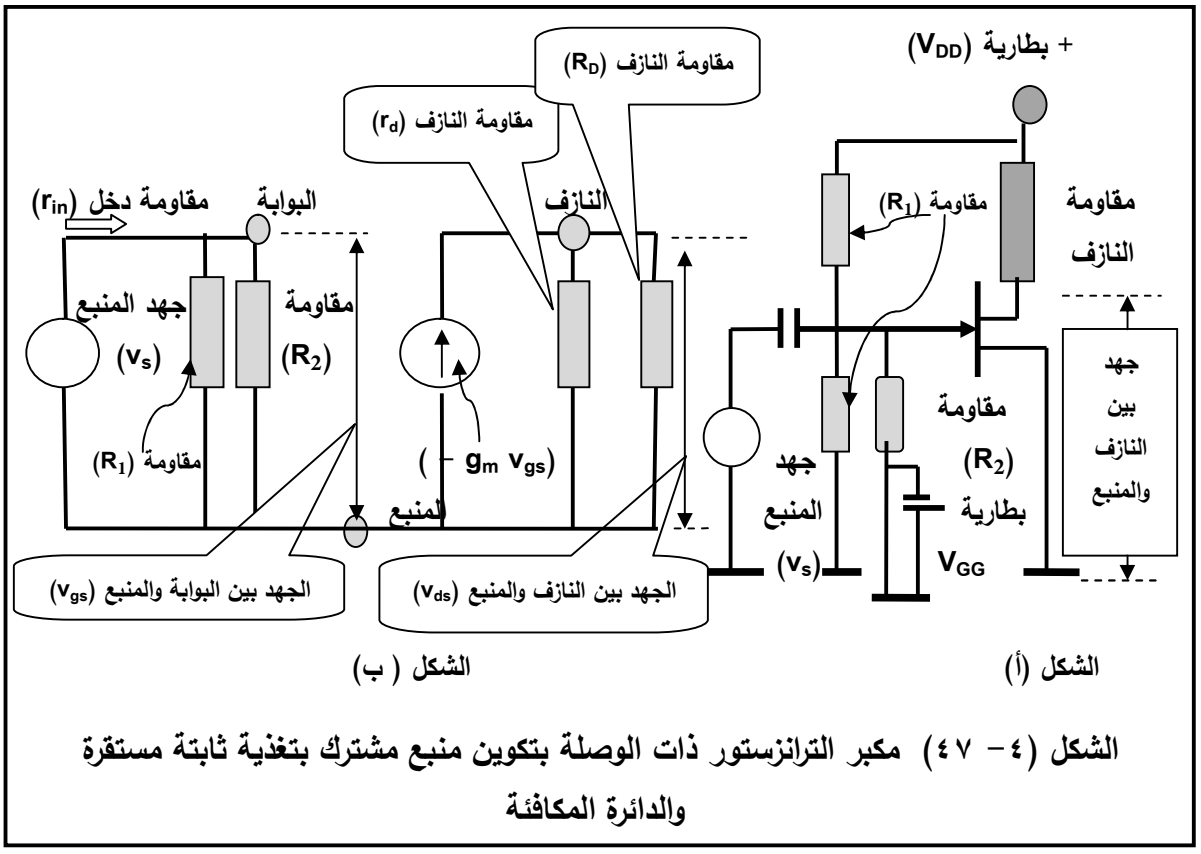
وبالتالى لا توجد مقاومة لمولد الإشارة وبالتالى فإن جهد المنبع يساوى الجهد بين البوابة والمنبع ($V_S = V_{GS}$) وكسب الجهد يساوى :

$$A_{vs} = \frac{v_{ds}}{v_s} = \frac{v_{ds}}{v_{gs}} - g_m\ (r_d \parallel R_D) \qquad \text{المعادلة (٤–٥٢)}$$

فى معظم دوائر المكبرات فإن قيمة مقاومة النازف للإشارات الصغيرة (r_d) أكبر من مقاومة النازف الإستاتيكية (R_D) وحيث أنهما متصلين على التوازى فنجد ($r_d \parallel R_D = R_D$) ويعتبر ها تقريب مناسب لكسب الجهد٠

$$\frac{v_{ds}}{v_{gs}} \cong -g_m\ R_D \qquad \text{المعادلة (٤–٥٣)}$$

من المهم مراعاة أن مكبرات الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة تعمل فى منطقة إيقاف إندفاع الجهد وبالتالى فإن التغير فى الجهد حول نقطة التغذية يجب دائما أن يحقق الشرط ($|V_{DS}| \geq |V_P| - |V_{GS}|$) طالما أن مولد الإشارة لا يقود الترانزستور بفولتية موجبة بالنسبة الى المنبع وأن المقاومة بين البوابة والمنبع فى حالة التغذية العكسية كبيرة وأن مقاومة الدخل الى المكبر والمشار لها (R_G)– الدائرة المكافئة فى الشكل (٤–٤٦ ب) مصممة على أساس هذا الإفتراض ويمكن ملاحظة أن مقاومة دخل الإشارة تساوى مقاومة البوابة ($r_{in} = R_G$) وبصفة عامة فإن كسب الجهد للترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة أصغر من كسب الجهد الذى يمكن الحصول عليه من الترانزستور ثنائى القطبية٠ الميزة الأساسية فى مكبرات الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة أن لها مقاومة دخل كبيرة ٠



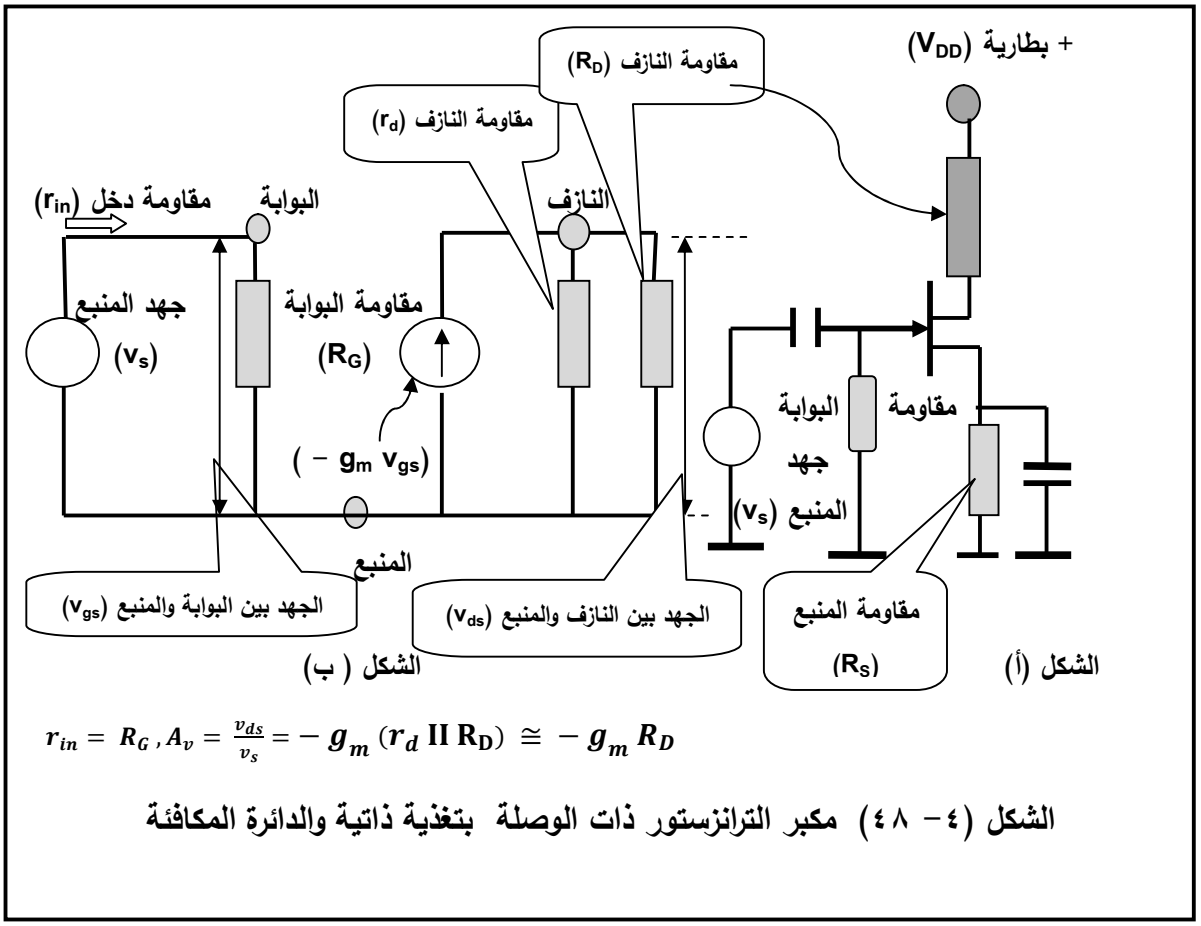
الشكل (٤– ٤٧) مكبر الترانزستور ذات الوصلة بتكوين منبع مشترك بتغذية ثابتة مستقرة والدائرة المكافئة

يستخدم الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة أسلوب التغذية الثابتة لتحديد معاملات نقطة التشغيل – وكما سبق أن تعرضنا لهذه الملحوظة فإن آلية التغذية الثابتة تتسبب فى جعل نقطة التشغيل (Q) ذات حساسية لتغير معاملات تشغيل الترانزستور وبالتالى فإن آلية التغذية الثابتة غير مرغوبة فى التطبيقات التى تتغير فيها معاملات تشغيل الترانزستور، يوضح الشكل (٤ – ٤٧أ) مكبر الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة بتكوين المنبع المشترك مستخدما أسلوب متطور لآلية التغذية الثابتة بإستخدام موزع جهد متصل بالبوابة – مع ملاحظة وجود مكثف ربط بالمنبع متصل على التوازى مع مقاومة المنبع لإلغاء توليد إشارات تيار متردد والذى قد ينشأ بسبب جزء من إشارة الخرج يسرى فى مقاومة المنبع، وحيث أن إشارة الجهد بين النازف والمنبع ذات إهتمام فإن طرف المنبع يكتسب فولتية الأرض وبالتالى لا يوجد فقد للجهد على مقاومة المنبع وبالطبع فإن الجهد بين النازف والمنبع لا يتأثر بوجود المكثف وبالتالى فإن مقاومة المنبع تساهم فى تغذية

الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة بآلية التغذية الثابتة. يوضح الشكل (٤ – ٤٧ ب) الدائرة المكافئة للتيار المتردد لدائرة التغذية الثابتة المستقرة للمكبر فى الشكل (٤ –٤٧ أ) مع ملاحظة وجود المقاومات (R_1) و(R_2) متصلة على التوازى مع مولد الإشارات المترددة.

$$r_{in} = R_1 \parallel R_2$$

كما تظهر المقاومة (R_2) متصلة على التوازى مع مولد إشارات التيار المتردد مع ملاحظة أن قيمة هذه المقاومات كبيرة لتحقق مقاومة دخل كبيرة للمكبر. كسب الجهد للمكبر بآلية التغذية الثابتة المستقرة له نفس القيمة كما فى المكبر بآلية التغذية الثابتة وبفرض عدم وجود مقاومة لمولد الإشارات فإن كسب الجهد يساوى :



$$\cdot\ (A_V = -\, g_m\, (r_d \text{ II } \mathrm{R_D})\ \cong\ -\, g_m\, R_D)$$

$$r_{in} = R_G\,, A_v = \frac{v_{ds}}{v_s} = -\, g_m\, (r_d \text{ II } \mathrm{R_D})\ \cong\ -\, g_m\, R_D$$

الشكل (٤– ٤٨) مكبر الترانزستور ذات الوصلة بتغذية ذاتية والدائرة المكافئة

عند تشغيل مكبر الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة بإستخدام مقاومة التغذية الذاتية (بدون موزع جهد) يمكن حساب كسب الجهد مرة أخرى بإستخدام المعادلة ($A_V = -\, g_m\, (r_d \text{ II } \mathbf{R_D})$)٠ بتوصيل مقاومة ($R_G$) كبيرة القيمة بين البوابة والأرض لتأمين تيار مستمر لدائرة البوابة ولتأمين مقاومة دخل كبيرة الى المكبر٠ التيار العكسى فى حالة التغذية العكسية لوصلة البوابة والمنبع ذو قيمة صغيرة جدا وبالتالى يمكن إهمال الجهد الواقع على المقاومة (R_G) وبالرغم من ذلك إذا تم إستخدام مقاومة كبيرة القيمة مع الترانزستور فى وجود تيار متسرب كبير فإنه يجب مراعاة ذلك ٠ على سبيل المثال إذا كانت قيمة المقاومة (R_G) تساوى ١٠ ميجا أوم والتيار المتسرب العكسى ($I_{DS(reverse)}$) يساوى ٠,١ ميكرو أمبير فإن جهد البوابة يتزايد بقيمة يمكن حسابها (١٠ ميجا أوم x ٠,١ ميكرو أمبير = ١ فولت) بالنسبة الى فولتية الأرض٠ يوضح الشكل (٤ – ٤٨) مكبر الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة بآلية التغذية الذاتية والدائرة المكافئة للتيار المتردد٠ ولمنع الخلط يرمز للمقاومة المرتبطة بمولد الإشارة على أنها مقاومة مولد الإشارات والتى سيشار لها بالرمز (r_s) وسيتم الإشارة الى المقاومة المتصلة على التوالى مع المنبع على أنها مقاومة المنبع (R_S) للترانزستور ٠ عادة يتم تقسيم الجهد بين مقاومة مولد الإشارات (r_s) ومقاومة دخل الإشارة (r_{in}) – فى حالة توصيل مقاومة الحمل (R_L) بالمكثف الى الخرج فهناك أيضا تقسيم الجهد بين مقاومة الخرج (r_d) ومقاومة النازف (R_D) ومقاومة الحمل (R_L)

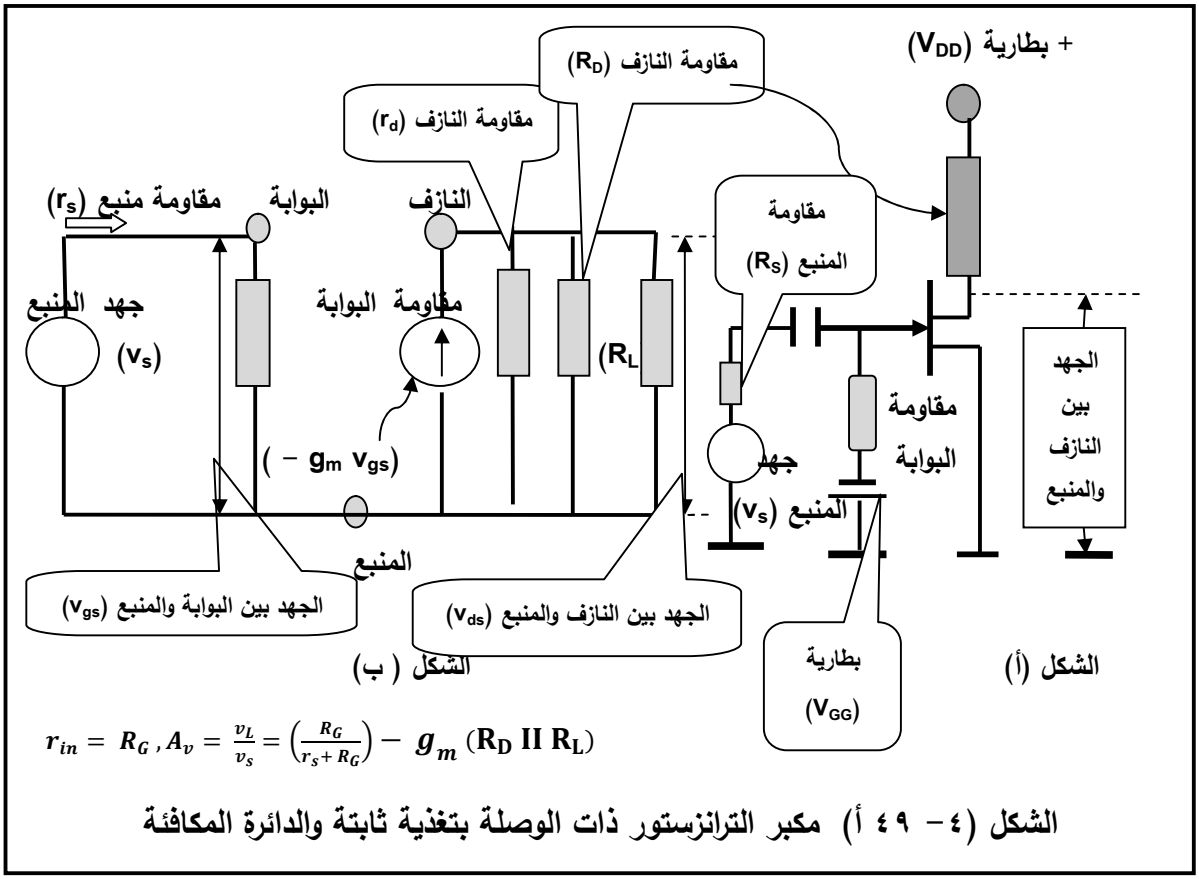
المعادلة (٤ – ٤٥)
$$\frac{v_L}{v_S} = \left(\frac{r_{in}}{r_S + r_{in}}\right) A_v \left(\frac{R_L}{R_L + r_d \parallel R_D}\right)$$

يوضح الشكل (٤ – ٤٩) دائرة مكبر بتكوين منبع مشترك بآليات التغذية الثلاث مع الحمل ومقاومات مولد الإشارات وأيضا يوضح الدائرة المكافئة للتيار المتردد لكل من هذه الآليات مع ملاحظة أن مقاومة مولد الإشارات (r_s) متصلة على التوالى مع دخل المكبر ومع مقاومة الحمل (R_L) على التوازى مع خرج المكبر٠ فى المكبر ذو التغذية الثابتة الشكل (٤ – ٤٩ أ) تؤول المعادلة (٤ – ٥٤) الى :

$$\frac{v_L}{v_S} = \left(\frac{R_G}{r_s + R_G}\right) - g_m (R_D \parallel R_L) \left[\frac{R_L}{R_L + r_d \parallel R_D}\right]$$

$$\cong \left(\frac{R_G}{r_s + R_G}\right) - g_m R_D \left[\frac{R_L}{R_L + R_D}\right] \qquad \text{المعادلة (٤ – ٥٥)}$$

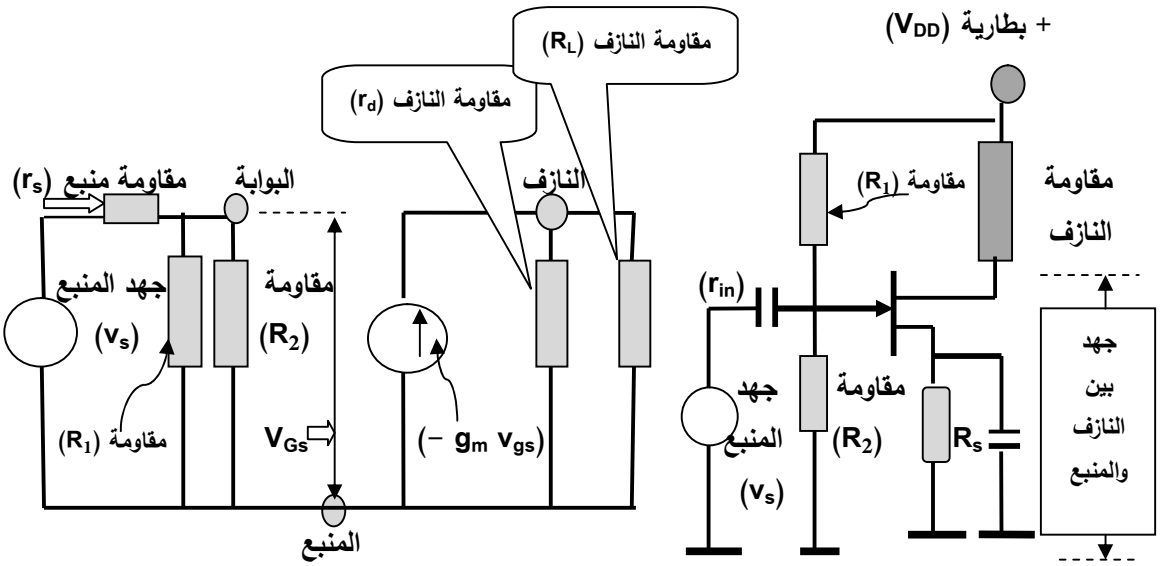
$$\frac{v_L}{v_S} = \left(\frac{R_G}{r_s + R_G}\right) - g_m (R_D \parallel R_L) \qquad \text{المعادلة (٤ – ٥٦)}$$



الشكل (٤– ٤٩ أ) مكبر الترانزستور ذات الوصلة بتغذية ثابتة والدائرة المكافئة

فى المكبر ذو التغذية الذاتية وموزع الجهد الشكل (٤ – ٤٩ ب) تؤول المعادلة (٤– ٥٤) الى :

$$\frac{v_L}{v_S} = \left(\frac{R_1 \| R_2}{r_S + R_1 \| R_2}\right) - g_m (r_d \parallel R_D) \left[\frac{R_L}{R_L + r_d \| R_D}\right] \qquad \text{المعادلة (٤ – ٥٧)}$$



المعادلة (٤ – ٥٨)
$$\frac{v_L}{v_S} = \left(\frac{R_1 \| R_2}{r_S + R_1 \| R_2}\right) - g_m R_D \left[\frac{R_L}{R_L + R_D}\right] = \left(\frac{R_1 \| R_2}{r_S + R_1 \| R_2}\right) - g_m (R_D \parallel R_L)$$

$$r_{in} = R_1 \parallel R_2 , \frac{v_L}{v_s} = \left(\frac{R_1 \parallel R_2}{r_s + R_1 \parallel R_2}\right) - g_m (R_D \parallel R_L)$$

الشكل (٤– ٤٩ ب) مكبر الترانزستور ذات الوصلة بتغذية ذاتية وموزع جهد والدائرة المكافئة

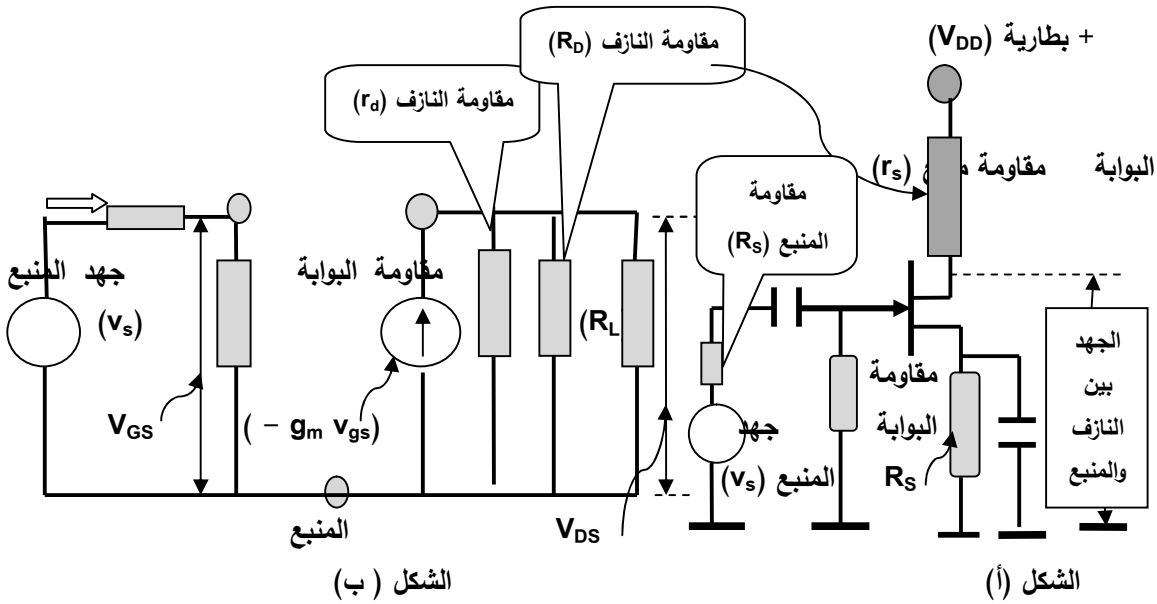
فى المكبر ذو التغذية الذاتية الشكل (٤ – ٤٩ ج) تؤول المعادلة (٤ – ٥٤) الى :

المعادلة (٤ – ٥٩)
$$\frac{v_L}{v_S} = \left(\frac{R_G}{r_S + R_G}\right) - g_m (r_D \parallel R_D) \left[\frac{R_L}{R_L + r_d \| R_D}\right]$$

المعادلة (٤ – ٦٠)
$$\frac{v_L}{v_S} = \left(\frac{R_G}{r_S + R_G}\right) - g_m (R_D \parallel R_L)$$

بالطبع كل علاقات الكسب السابقة هى نفسها لمكبرات الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة ذات القناة من النوعية (ب)٠

$r_{in} = R_G$, $A_v = \frac{v_L}{v_s} = \left(\frac{R_G}{r_s + R_G}\right) - g_m$ (R_D II R_L)



الشكل (٤– ٤٩ ج) مكبر الترانزستور ذات الوصلة تكوين منبع مشترك مع حمل ومقاومات مولد الإشارة والدائرة المكافئة

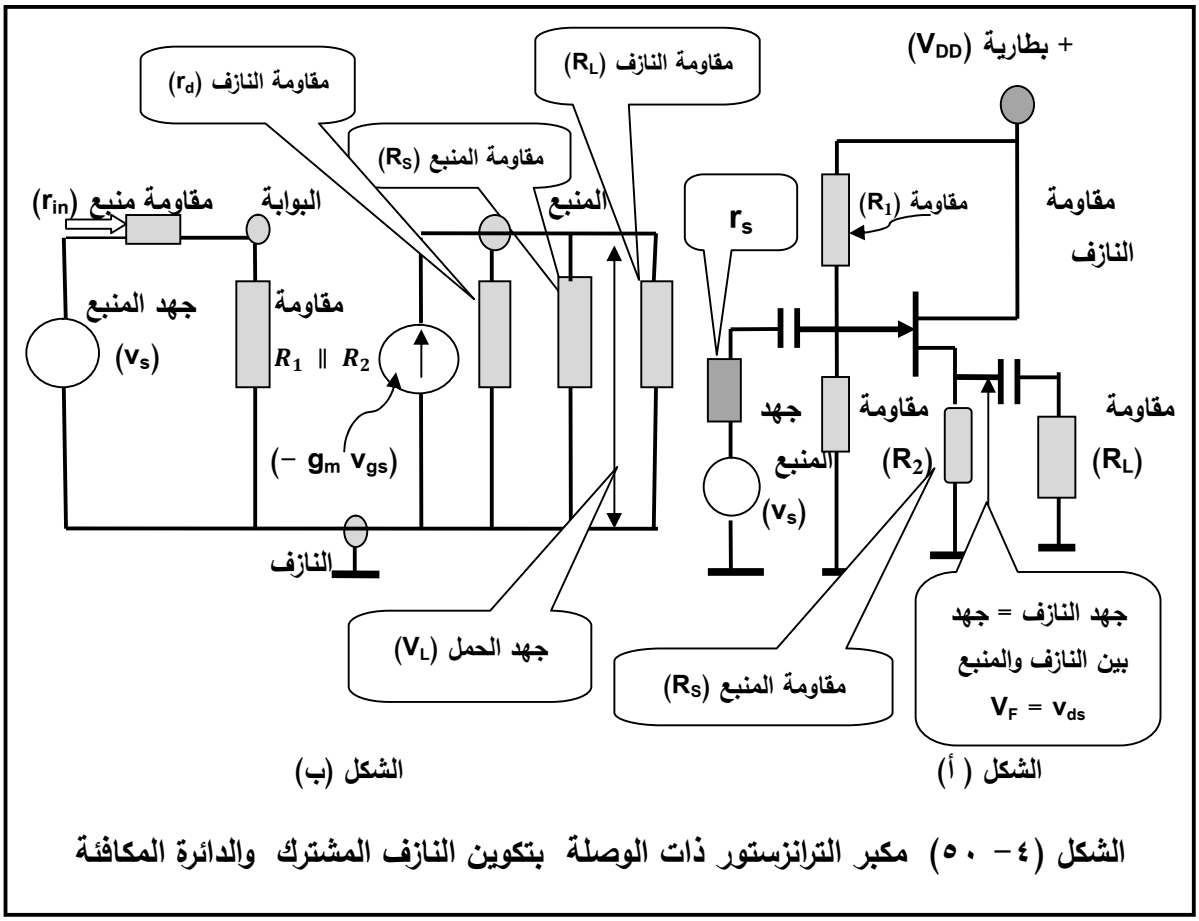
- **مكبرات الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة بتكوين النازف المشترك**

يوضح الشكل (٤ – ٥٠ أ) دائرة مكبر للترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة بتكوين النازف المشترك مع ملاحظة أن طرف النازف متصل مباشرة مع جهد البطارية (V_{DD}) وبالتالى فإن جهد النازف عند فولتية الأرض.

$$v_{in} = v_{gs} + v_L \quad \text{المعادلة (٤ – ٦١)}$$

وحيث أن مستوى فولتية الأرض يعتبر مستوى قياس لقيم إشارات الدخل والخرج وبالتالى فإن النازف مشترك بينهما – نجد إشارة الخرج للتيار المتردد بين طرفى المنبع والأرض هى نفس الإشارة بين المنبع والنازف كما هى على مقاومة المنبع مع ملاحظة أنه يتم تغذية مكبر الترانزستور بإستخدام خليط من التغذية الذاتية وموزع الجهد كما هو موضح بالشكل ولذلك فإن الجهد بين البوابة والمنبع

$$v_{gs} = v_{in} - v_L \quad \text{المعادلة (٤ – ٦٢)}$$



الشكل (٤– ٥٠) مكبر الترانزستور ذات الوصلة بتكوين النازف المشترك والدائرة المكافئة

يوضح الشكل (٤ – ٥٠ ب) الدائرة المكافئة للمكبر بتكوين النازف المشترك– بينما تظهر الدائرة للوهلة الأولى على أنها بتكوين المنبع المشترك – مع ملاحظة أن جهد الدخل (V_{in}) ليس هو الجهد بين البوابة والمنبع – من خلال المعادلة (٤ – ٦١) والمعادلة (٤ – ٦٢) وبإهمال مقاومة إشارة المنبع (r_s) بشكل مؤقت يمكن حساب كسب الجهد بقسمة جهد الحمل على جهد الدخل (V_L / V_{in}) كما يلى :

$$v_L = g_m v_{gs} (r_d \parallel R_S \parallel R_L) \quad \text{المعادلة (٤ – ٦٣)}$$

بالتعويض بالمعادلة (٤ – ٦٢) فى المعادلة (٤ – ٦٣) نحصل على:

$$v_L = g_m (v_{in} - v_L) (r_d \parallel R_S \parallel R_L)$$

$$v_L = g_m (v_{in}) (r_d \parallel R_S \parallel R_L) - g_m (v_L) (r_d \parallel R_S \parallel R_L)$$

$$v_L + g_m (v_L) (r_d \parallel R_S \parallel R_L) = g_m (v_{in}) (r_d \parallel R_S \parallel R_L)$$

وبالحل فى قيم (V_L / V_{in}) نحصل على:

$$\frac{v_L}{v_{in}} = \left(\frac{g_m\,(r_D \| R_D \| R_L)}{1+ g_m\,(r_D \| R_D \| R_L)}\right)$$ المعادلة (٤ – ٦٤)

يتضح من المعادلة (٤ – ٦٤) أن كسب جهد الترانوستور بتكوين النازف المشترك دائما أقل من الواحد ولا يوجد تغير فى الوجه بين الدخل والخرج فى دوائر تكوين النازف المشترك، عندما تكون قيمة موصلية النقل

$$g_m\,(r_D \parallel R_S \parallel R_L) \gg 1$$

وهى غالبا الحقيقة ، توضح المعادلة (٤ –٦٤)

$$\frac{v_L}{v_{in}} = 1$$ المعادلة (٥ – ٦٥)

وبتعبير آخر فإن جهد الحمل هو نفسه جهد الدخل سواء كان فى القيمة أو الوجه ويمكن القول أن الخرج يتبع الدخل – لهذا السبب فإن المكبر بتكوين النازف المشترك يسمى بتكوين تابع المنبع[١] – من الشكل (٤ – ٥٠ ب) هو ذات التصميم لمكبر بتكوين المنبع المشترك

$$r_{in} = R_1 \parallel R_2$$ المعادلة (٤ – ٦٦)

مقاومة الدخل (r_{in}) هى نفسها فى حالة تكوين المنبع المشترك مع إستخدام آليات التغذية وعندما يكون موزع الجهد بين مقاومة المنبع ومقاومة الدخل مأخوذا فى الاعتبار إمكانية الحصول على كسب الجهد الكلى

$$\frac{v_L}{v_S} = \left(\frac{r_{in}}{r_S+ r_{in}}\right)\left[\frac{g_m\,(r_d \| R_S \| R_L)}{1+ g_m\,(r_d \| R_S \| R_L)}\right]$$ المعادلة (٤ – ٦٧)

مقاومة الخرج فى دائرة بتكوين تابع المنبع[١] (R_S) متصلة على التوازى مع مقاومة الترانوستور عند طرف المنبع وتساوى ((r_d / (1+ g_m r_d)) ولذلك :

$$r_o = R_S \parallel \left(\frac{r_d}{1+ g_m\, r_d}\right)$$ المعادلة (٤ – ٦٨)

وهى غالبا الحقيقة أن (g_m r_d >> 1) وتؤول المعادلة (٤ – ٦٨) الى:

---

[١] (source follower) ويسمى تابع المصدر أو المخزن المؤقت لدائرة مكبر الصوت التى تستخدم (م أ س م ت ت) يوفر معاوقة منخفضة لأي دائرة تستخدم خرج التابع

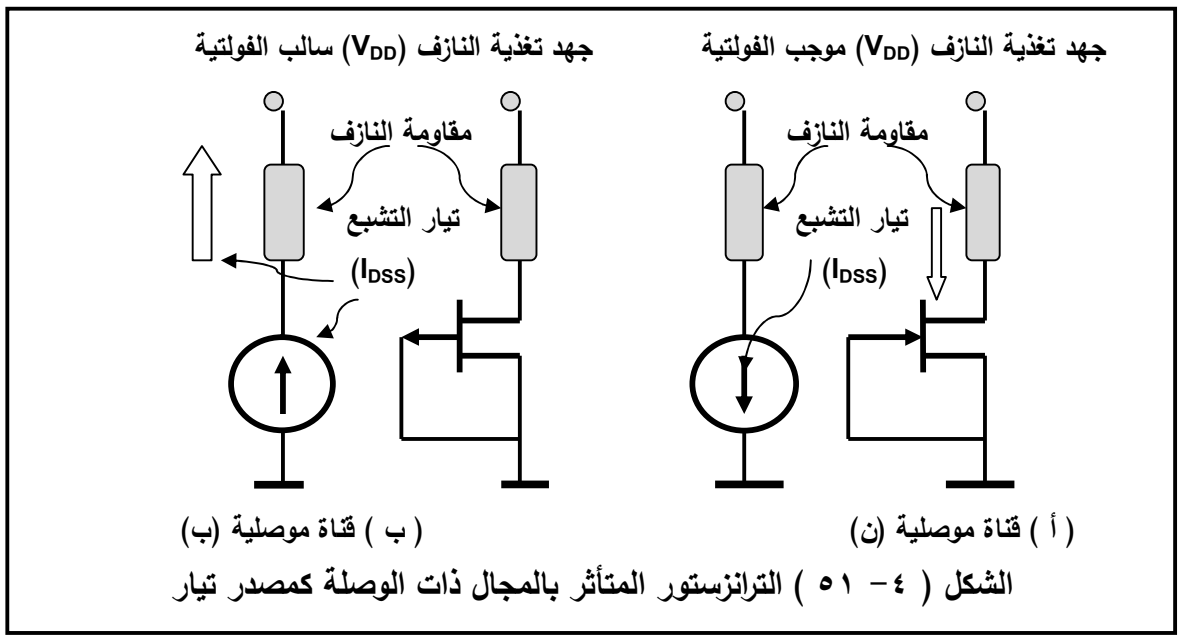
$$r_o = R_s \parallel \left(\frac{1}{g_m}\right)$$ المعادلة (٤ – ٦٩)

وهو مشابه للترانزستور ذات تكوين الباعث التابع فى الترانزستور ثنائى القطبية ويستخدم تكوين المنبع التابع كحاجز بسبب مقاومة الدخل الكبيرة ومقاومة الخرج الصغيرة٠

- الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة كمصدر تيار

يستخدم الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة لإنتاج تيار ثابت لحمل متغير بتوصيل طرف البوابة مباشرة بطرف المنبع٠ كما هو موضح بالشكل (٤–٥١) – تمثل مقاومة النازف (R_D) مقاومة متغيرة لتأمين توليد تيار لا يعتمد على قيمة مقاومة النازف٠ يعمل الترانزستور فى منطقة إيقاف إندفاع الجهد عند تحقيق الشرط التالى:

$$(|V_{DS}| \geq |V_P| - |V_{GS}|)$$



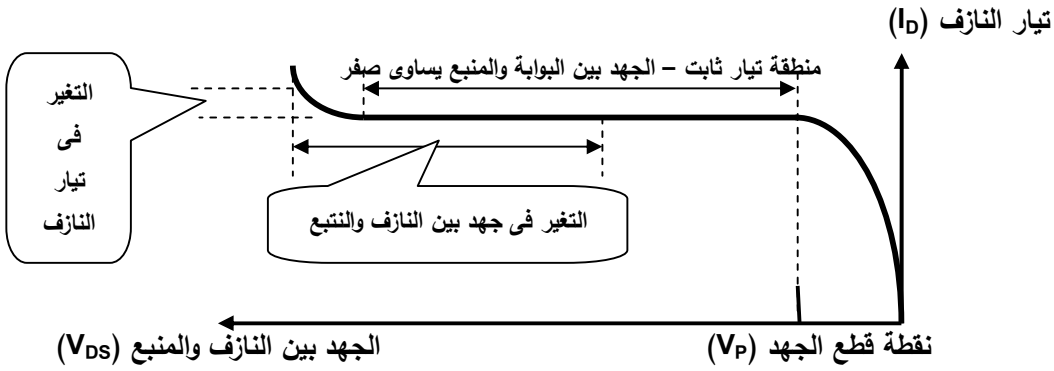
الشكل (٤– ٥١) الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة كمصدر تيار

حيث الجهد بين البوابة والمنبع يساوى صفر وفى هذه الحالة يؤول الشرط الى:

$$|V_{DS}| > |V_P|$$ المعادلة (٤ – ٧٠)

التيار الثابت الناتج من الترانزستور هو تيار النازف ويساوى تيار التشبع بسبب أن تيار النازف فى منطقة إيقاف إندفاع الجهد عند الجهد بين البوابة والمنبع يساوى صفر وطالما أن

الترانزستور يعمل فى منطقة إيقاف إندفاع الجهد فإن خط المنحنى المعبر عن الجهد بين البوابة والمنبع يساوى صفر٠

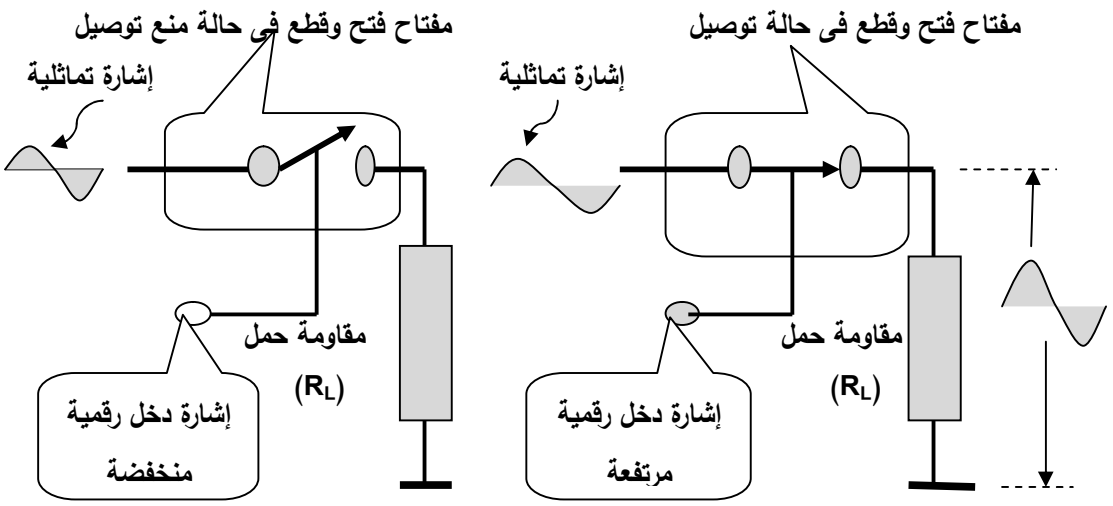


الشكل (٤– ٥٢) خواص الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة كمصدر تيار

من الضرورى أن يكون خط المنحنى أفقيا وهذا يعنى أن نفس التيار يسرى بصرف النظر عن قيمة الجهد بين النازف والمنبع (الشكل ٤–٥٢)٠ فى الحقيقة أن خط المنحتى ينحرف قليلا الى اليمين ولذلك لا يعتبر الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة مثاليا٠ وحتى يمكن أن يكون مصدر التيار مثاليا يجب أن تكون قيمة مقاومة المنبع (r_d) تساوى ما لانهاية حتى يمكن أن يكون خط المنحنى أفقيا بدون إنحراف ويحقق العلاقة ($r_d = \Delta V_{DS} / \Delta I_D$) وأن يكون التغير ($\Delta I_D$) يساوى صفر٠ يمكن إستخدام الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة لإنتاج تيار ثابت مساوى لقيم أقل من تيار التشبع بآلية تغذية مناسبة٠

٤–٤–٢ الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة كمفتاح تبديل تناظرى

مفتاح التبديل (فتح وقطع) التناظرى يمثل عنصر يمكن التحكم فيه إلكترونيا بمعنى السماح أو منع مرور إشارة متغيرة من نوع الإشارت التناظرية٠ يوضح الشكل (٤–٥٣) هذا المفهوم وعلى سبيل التباين يتبدل خرج مفتاح التبديل الرقمى بين مستويين منخفض وعالى٠



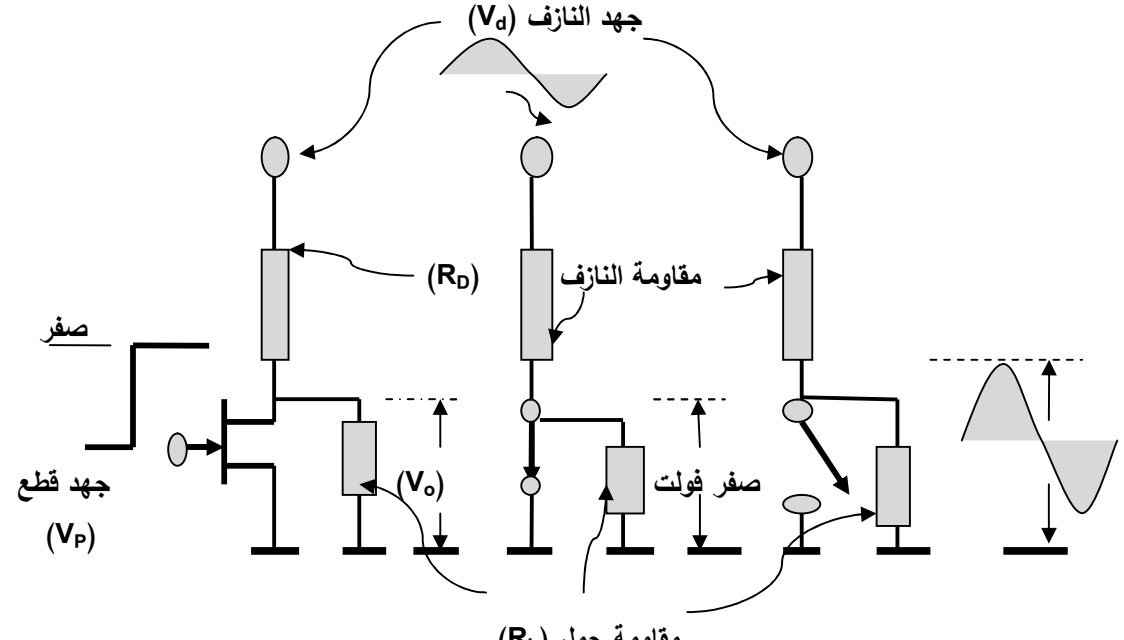
الشكل (٤ – ٥٣) مفتاح تبديل تناظرى يعمل من خلال إشارة رقمية

كما يوضح الشكل (٤-٥٣) فإن مفتاح التبديل التناظرى إما أن يكون مانع أو موصل من خلال دخل رقمى معتمدا على طبيعة مفتاح التبديل فمن الممكن أن يكون مستوى إشارة الدخل عالية لغلق المفتاح وإستكمال مرور الإشارة أو مستوى إشارة الدخل منخفضة لفتح المفتاح وعدم إستكمال مرور الإشارة أو العكس٠ يسمى مفتاح التبديل التناظرى بمفتاح الفتح والقطع التناظرى الرقمى[٢] بسبب تحكم إشارة دخل رقمية فى آلية التبديل للإشارة التناظرية٠ يمكن إستخدام الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة كمفتاح تبديل تناظرى كما فى الدائرة بالشكل (٤-٥٤)٠ مع ملاحظة أن الإشارة التناظرية (V_d) متصلة بمقاومة النازف (R_D) حيث تتصل بجهد ثابت للبطارية (V_{DD})٠ الجهد بين البوابة والمنبع يمثل الإشارة الرقمية التى تستخدم لآلية التبديل فى المفتاح٠ قيمة الجهد بين البوابة والمنبع إما أن يساوى صفر وهى القيمة التى تمكن الترانزستور من إتمام التوصيل أو تساوى قيمة

[٢] (DAS) يسمى مفتاح التبديل التناظرى بمفتاح الفتح والقطع التناظرى الرقمى ويشار له بالرمز (DAS) بسبب تحكم إشارة دخل رقمية فى آلية التبديل للإشارة التناظرية

إيقاف إندفاع الجهد وهو جهد سالب (القناة من النوع ن) والتى تعنى قطع الإشارة وعدم غستكمال التوصيل الكهربائى٠

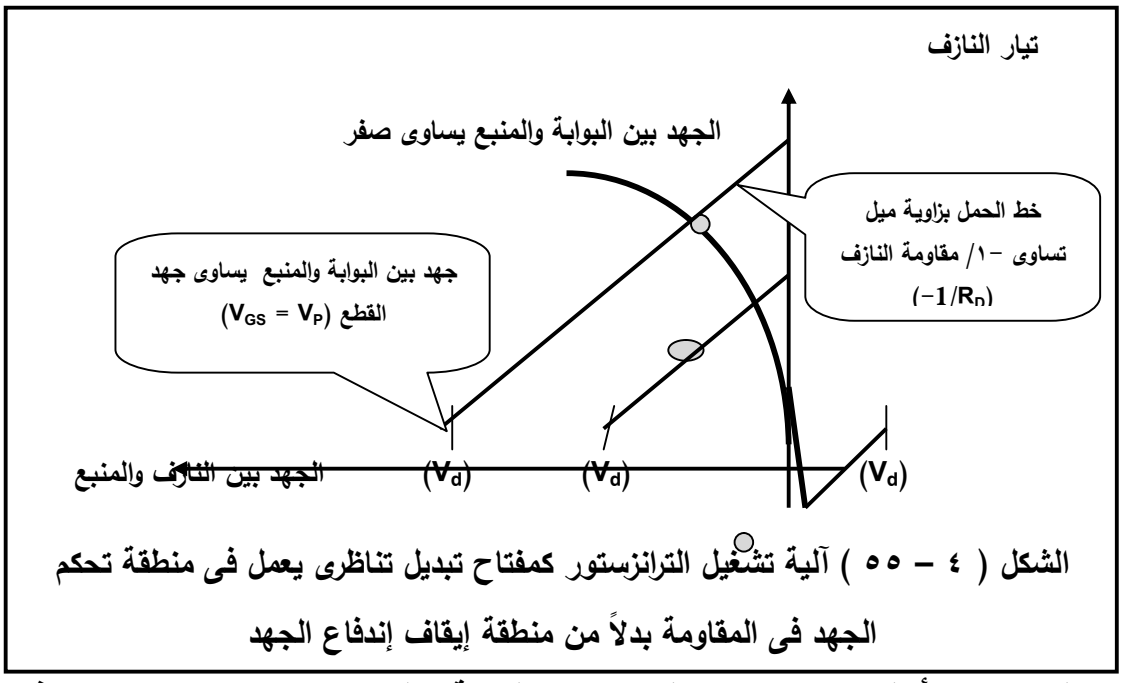
جهد خرج مفتاح التبديل (V_o) هو الجهد بين النازف والمنبع وإما يكون (V_d) فى منطقة إيقاف إندفاع الجهد وعدم إتمام التوصيل أو تكون قيمته صفر والتى تسمح للترانزستور بإتمام توصيل الإشارة ٠ مع ملاحظة آلية التبديل مختلفة بعض الشئ عن الدائرة فى الشكل (٤-٥٣) بسبب أن مفتاح التبديل متصل على التوازى مع مقاومة الحمل (R_L) ٠ عندما يكون المفتاح فى وضع فتح بمعنى السماح للترانزستور بالتوصيل حيث يتم قصر مقاومة الحمل (R_L) وعندما يكون المفتاح كدائرة مفتوحة بمعنى أن الترانزستور فى منطقة إيقاف إندفاع الجهد وبالتالى يزول قصر مقاومة الحمل (R_L) ٠



(ج) الجهد بين البوابة والمنبع يساوى جهد القطع (ب) الجهد بين البوابة والمنبع يساوى صفر (أ) التكوين

الشكل (٤ – ٥٤) الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة كمفتاح تبديل تناظرى على التوازى مع مقاومة الحمل

عندما يستخدم الترانزستور كمفتاح تبديل تناظرى فإن الترانزستور يعمل فى منطقة تحكم الجهد فى المقاومة بدلاً من منطقة إيقاف إندفاع الجهد ٠ لمزيد من الإستيعاب لآلية عمل الترانزستور كمفتاح تبديل – بالرجوع الى الشكل (٤-٥٥) والذى يوضح جزء من منحنى النازف عند منحنى الجهد بين البوابة والمنبع يساوى صفر كمستوى والجهد بين البوابة والمنبع يساوى إيقاف إندفاع الجهد (V_P) كمستوى ثانى٠



الشكل (٤ – ٥٥) آلية تشغيل الترانزستور كمفتاح تبديل تناظرى يعمل فى منطقة تحكم الجهد فى المقاومة بدلاً من منطقة إيقاف إندفاع الجهد

المستوى الأعلى من منحنى الجهد بين البوابة والمنبع عندما يساوى صفر فى منطقة تحكم الجهد فى المقاومة كما هو موضح٠ الخط المقابل لقيمة الجهد بين البوابة والمنبع يساوى إيقاف إندفاع الجهد (V_P) يتزامن مع المحور الأفقى وأن تيار النازف يساوى صفر فى هذه الحالة٠ تخيل التغير فى جهد النازف يسبب سلسلة من خطوط الحمل المتوازية – كل منها يتقاطع مع محور الجهد بين النازف والمنبع عند قيم لحظية لجهد النازف مثل خط الحمل عندما يتقاطع مع جهد البطارية (V_{DD}) فى حالة ثبات جهد تغذية النازف ٠ لذلك عند قيمة الجهد بين البوابة والمنبع يساوى إيقاف إندفاع الجهد (V_P) فإن قيم محور الجهد بين النازف والمنبع هى نفسها كقيم التغير قى جهد النازف تمثل هذه الحالة الدائرة بالشكل (٤-٥٤ ج)٠ عند قيمة الجهد بين البوابة والمنبع تساوى صفر تتحرك نقطة التشغيل الى

المنحنى الذى يمثل الجهد بين البوابة والمنبع تساوى صفر وجهد الخرج (V_{DS}) ذو قيمة صغيرة جدا وهذا يتوافق مع الشكل (٤-٥٤ ب)٠ طالما إستمرت قيمة الجهد بين البوابة والمنبع تساوى صفر فإن التغير فى تيار النازف والجهد بين النازف والمنبع يتبعان تحرك نقطة التشغيل أعلى وأقل حول منحنى الجهد بين البوابة والمنبع يساوى صفر٠ فى حالة التغيرات الصغيرة فإن المنحنى تقريبا خطى وحاد جداً٠ المقاومة ($\Delta V / \Delta I$) فى هذه المنطقة ذات قيمة صغيرة وتقريبا كأنها مقصورة كما سبق مناقشتها ٠

مع الملاحظة فى الشكل (٤-٥٥) أن منحنى الجهد بين البوابة والمنبع يساوى صفر يمتد الى الربع الثالث فى الجزء حيث الجهد بين النازف والمنبع ذات فولتية سالبة وأيضا تيار النازف ذات فولتية سالبة٠ هذا الجزء فى آلية التشغيل عندما تكون الإشارة التناظرية (V_d) أصبحت ذات فولتية سالبة وأن التيار المار فى القناة عكس إتجاهه٠ يسبب إنعكاس الفولتية لعكس إتجاة تغذية وصلة البوابة والمنبع لتصبح تغذية أمامية ولكنها لا تؤثر فى مقاومة القناة٠ وبالتالى فإن ميل منحنى الجهد بين البوابة والمنبع يساوى صفر لم يتغير٠ التغير الكلى فى جهد الخرج (V_d) يجب أن يكون تغير صغير حتى تبدأ آلية التشغيل أعلى بقليل من منحنى الجهد بين البوابة والمنبع يساوى صفر وتقريبا خطى فى كلا الجانبين٠ أيضا يجب أن تكون قيمة مقاومة النازف كبيرة لتحافظ على حدوث التغير على طول الجزء أسفل منحنى الجهد بين البوابة والمنبع يساوى صفر ولذلك يجب أن يكون خط الحمل غير حاد٠عندما يكون الترانزستور فى حالة توصيل فإن المقاومة ذات قيمة صغيرة وتقع ($V_{DS}/ I_D = v_{ds} / i_d$) فى المنطقة حول نقطة الأصل وتسمى مقاومة الإغلاق ($R_{D(ON)}$) وقيمتها النموذجية تتراوح بين ٢٠ الى ١٠٠ أوم ٠ القيم الصغيرة لمقاومة الإغلاق ($R_{D(ON)}$) تحقق تقريبا مفتاح تبديل مثالى٠ بينما فى مفتاح التبديل فى الترانزستور ثنائى القطبية فإن قيمة مقاومة ($R_{D(ON)}$) أصغر – مفتاح التبديل فى الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة له الميزة أن قيمة التيار (i_d) يساوى صفر عند جهد (v_d) يساوى صفر٠

٤-٤-٣ مكبرات الترانزستور المتأثر بالمجال بتكنولوجيا معدن – أكسيد – سليكون (م أ س ت م م) للإشارات الصغيرة٠

النموذج الأكثر إستخداما للإشارات الصغيرة هو الترانزستور (م أ س ت م م) المشابه للترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة٠ الإختلاف الوحيد أن الترانزستور (م أ س ت م م) يمكن أن يعمل فى كلا من نوعي القناة النوع المستنفد والنوع المعزز – وكما يمكن أن نتوقع أن نموذج الإشارات الصغيرة للترانزستور (م أ س ت م م) من النوع المستنفد متطابق مع النموذج الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة وتستخدم نفس طرق التحليل٠ يمكن إيجاد قيمة الموصلية بيانيا وجبريا بنفس الطريقة التى تمت فى حالة الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة٠ كما يمكن إيجاد قيمة الموصلية للترانزستور ذات القناة المعززة بيانيا بإستخدام خواص النقل وبالتعريف التالى:

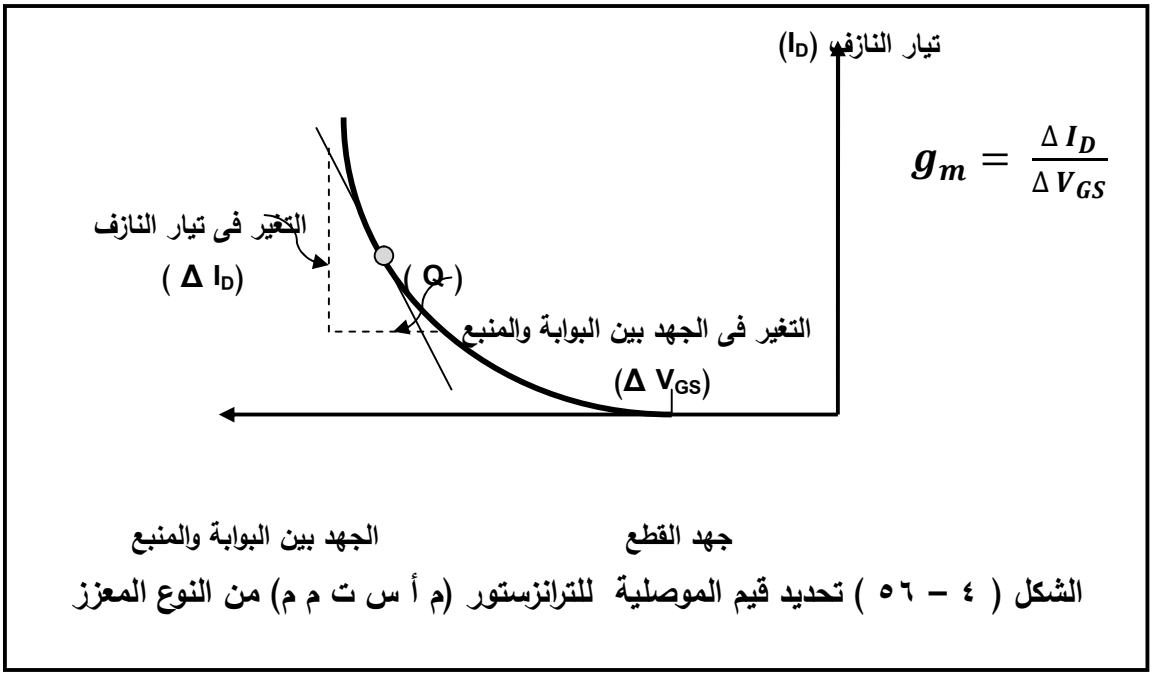
$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}|_{V_{DS}=constant}\ siemens \qquad \text{المعادلة (٤-٧١)}$$

يوضح الشكل (٤-٥٦) آلية حساب موصلية النقل (g_m) من خلال ميل خط مماس لمنحنى الخواص عند التشغيل أو عند نقطة التشغيل (Q) ٠ من الواضح من الشكل أن ميل المنحنى وبالتالى فإن قيمة موصلية النقل (g_m) تتغير كلما تغير وضع نقطة التشغيل ولذلك تتطلب آلية تحليل الإشارات الصغيرة أن تحدد قيمة تغير الإشارة حول نقطة التشغيل (Q)٠ تقع نقطة التشغيل (Q) فى حيز محدود خارجه يمكن تجاهل قيمة التغير فى موصلية النقل (g_m) بمعنى ان التغير فى جزء من منحنى الخواص أساسا يجب أن يكون خطيا وأيضا للتأكيد أن الترانزستور يعمل فى المنطقة النشطة – يجب أن يحقق التغير عدم المساواة ويحقق دائما المعادلة التالية:

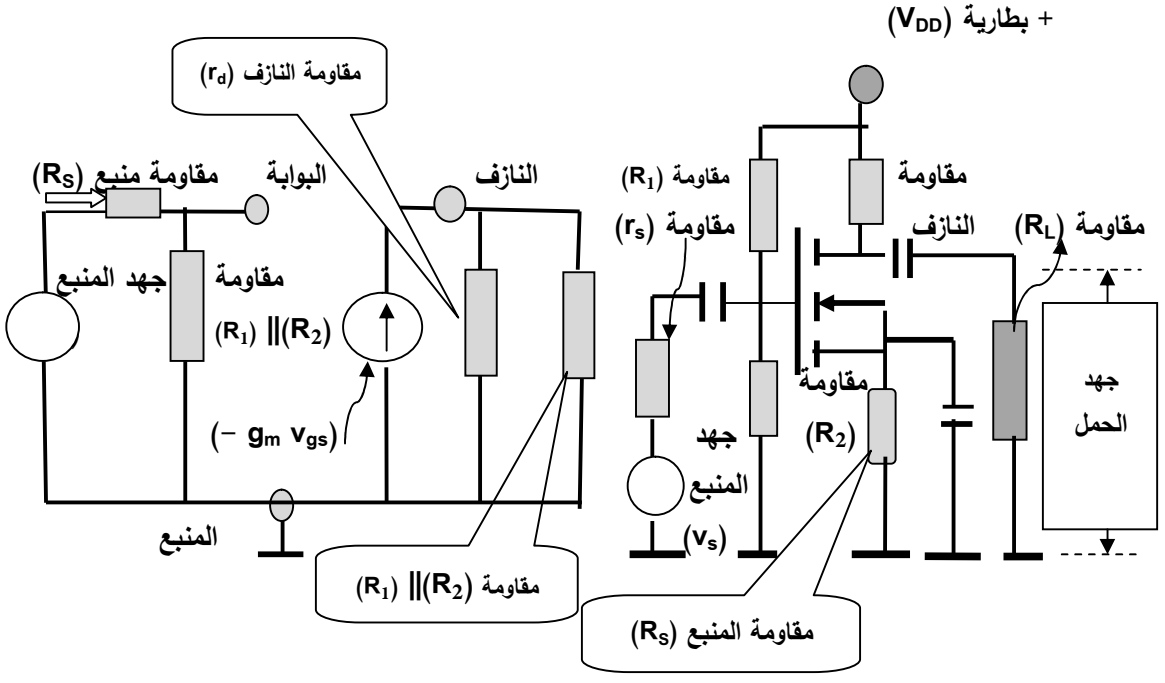
$$|V_{DS}| > |V_{GS} - V_T| \qquad \text{المعادلة (٤- ٧٢)}$$

يمكن التوضيح فى حالات الإشارات الصغيرة فإنه يمكن إيجاد قيمة موصلية النقل للترانزستور (م أ س ت م م) من النوع المعزز من:

$$g_m = \beta\,[V_{GS} - V_T]\ siemens \qquad \text{المعادلة (٤- ٧٣)}$$



الشكل (٤ – ٥٦) تحديد قيم الموصلية للترانزستور (م أ س ت م م) من النوع المعزز



الشكل (٤– ٥٧) مكبر الترانزستور (م أ س ت م م) قناة (ن) تكوين المنبع المشترك والدائرة المكافئة

يوضح الشكل (٤ – ٥٧) مكبر للترانزستور (م أ س ت م م) من النوع المعزز بتكوين المنبع المشترك ويوضح أيضا الدائرة المكافئة. يتم تغذية الترانزستور (م أ س ت م م) بإستخدام آلية موزع الجهد السابق مناقشتها. مع ملاحظة أن الدائرة المكافئة لمكبر الإشارات الصغيرة من النوع (م أ س ت م م) ذو القناة (ن) مناظرة تماما للمكبر من الترانزستور المتأثر بالمجال ذات الوصلة فى الشكل (٤–٥٧) ونتيجة لذلك فإن كل العلاقات الرياضية للكسب والمقاومات هى نفسها.

$$r_{in} = R_1 \parallel R_2$$ المعادلة (٤ – ٧٤)

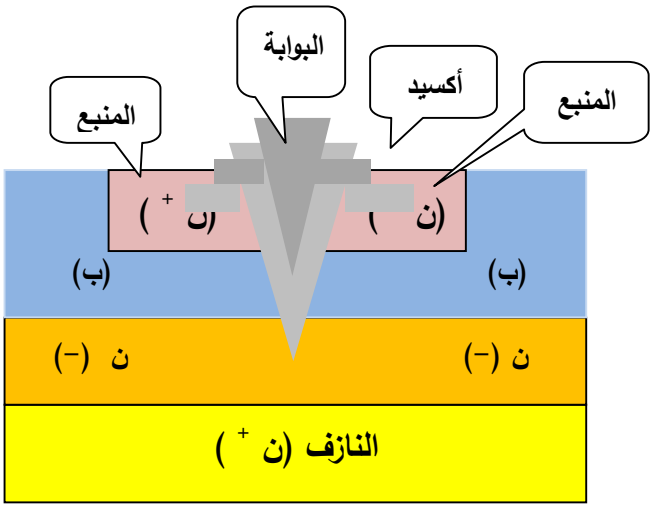
$$\frac{v_L}{v_S} = \left(\frac{R_1 \parallel R_2}{r_S + R_1 \parallel R_2}\right) - g_m (r_d \parallel R_S \parallel R_L)$$ المعادلة (٤ – ٧٥)

٤–٥ الترانزستور المتأثر بالمجال بتكنولوجيا معدن – أكسيد – سليكون الرأسى[٣]

يعتبر الترانزستور المتأثر بالمجال بتكنولوجيا معدن – أكسيد – سليكون الرأسى نموذج لترانوستورات القدرة التى تستخدم فى العديد من التطبيقات التى تتطلب قدرات متوسطة. إكتسب هذا النوع إسمه من الحقيقة أنه يتكون من طبقات رأسية من المعدن والأكسيد والسيلكون وبالتالى له العديد من الخواص المشابهه لتكنولوجيا الترانزستور معدن – أكسيد – سليكون التقليدية ولكن بآلية تكوين مختلفة بعمل أخدود على شكل حرف (V) وحيث أن هذه التكنولوجيا أصبحت راسخة منذ بدء العمل بها فأصبح هذا النوع من أحد أهم العناصر القوية المطلوبة فى العديد من تطبيقات إلكترونيات القوى منها كمصدر إمداد الطاقة لتطبيقات الفتح والقطع من خلال مكبرات الترددات العالية ذات القدرات المتوسطة وكذلك إستخدامة فى العديد من الدوائر المتكامله والتى تتطلب سرعة التبديل كمفتاح فتح وقطع . والسبب في هذا التحسن الكبير يكمن في تكوين الترانزستور الذى يتكون من النازف والمنبع

[٣] (VMOSFET) إكتسب هذا النوع إسمه من الحقيقة أنه يتكون من طبقات رأسية من المعدن والأكسيد والسيلكون وبالتالى له العديد من الخواص المشابهه لتكنولوجيا الترانزستور (م أ س ت م م) التقليدية ولكن بآلية تكوين مختلفة بعمل أخدود على شكل حرف (V) وهو السبب لإكتسابه الإسم.

وهما مفصولان بالبوابة٠ ويتم التحكم فى التيار المار رأسيا بين المنبع والنازف من خلال جهد البوابة٠ تتم تدفقات التيار فى منطقة صغيرة نسبيا، وقيم المقاومة يمكن أن تكون عالية في تقليل كفاءة الترانزستور٠ **الترانزستور (م أ س ت م م) الرأسى يستخدم تكوينات مختلفة٠** النقطة الأكثر إثارة للدهشة حول الترنزستور الجديد هو الإخدود على شكل حرف (V) في هذا الهيكل الذي يعتبر مفتاح آلية تشغيل الترنزستور٠ وتتراوح موصلية النقل حوالى ١٠٠ ميكرو سيمنس كما أن كسب الجهد للمكبرات المستخدمة هذا النوع أكبر من ٢٠ الى ٣٠ ضعف عن مكبرات **الترانزستور المتأثر بالمجال التقليدية٠**من الشكل (٤-٥٨) يقع المنبع على قمة الترنزستور والنازف فى الأسفل ٠ بدلا من مرور التيار أفقيا كما هو الحال فى الترانزستور المتأثر بالمجال – يسرى التيار رأسيا ومن هنا تمت الإشارة بإسم الترانزستور (م أ س ت م م) الرأسى٠



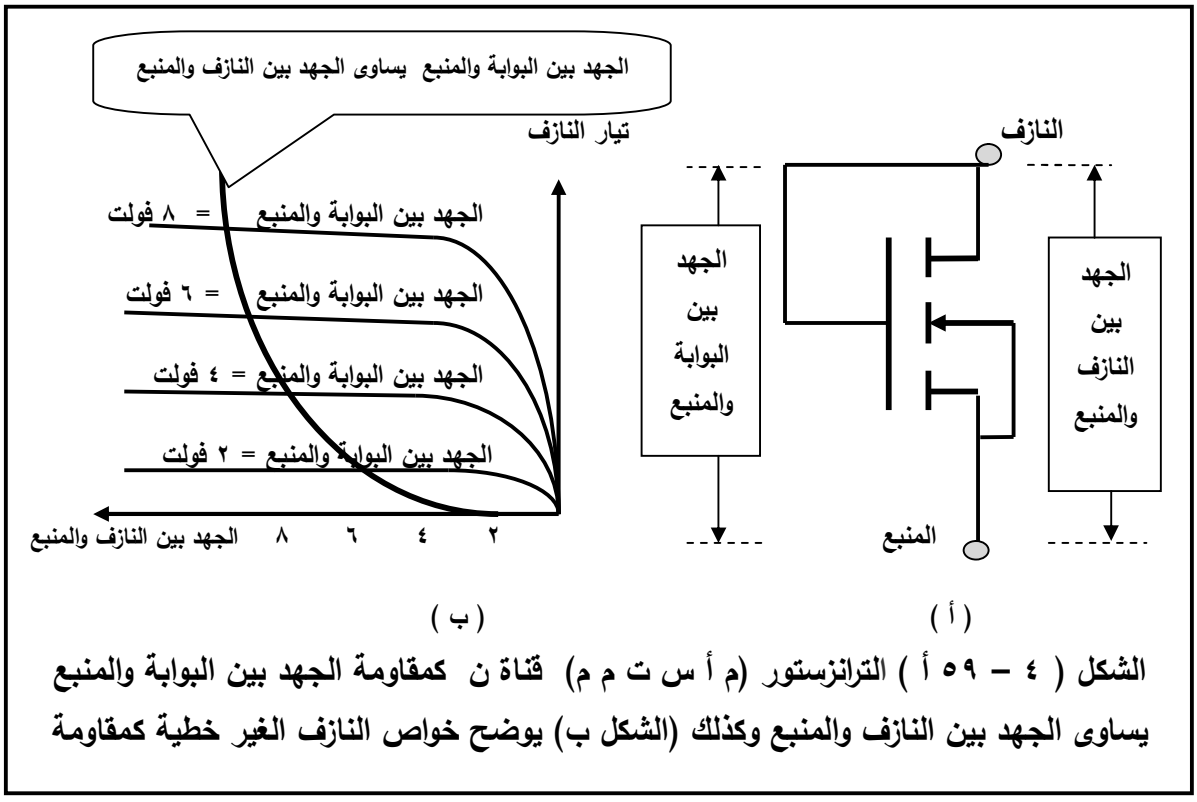
الشكل (٤ – ٥٨) طبقات تكوين الترانزستور (م أ س ت م م) الرأسى٠

تتكون بوابة الترانزستور من طبقة معدنية أعلى الأخدود (V) والذى يتحكم فى سريان التيار فى شريحة من النوع (ب) حيث يتم تصنيع البوابة بهذه الطريقة فهذا يعني أن الترانزستور يحتفظ بمقاومة إدخال عالية بشكل إستثنائي٠ ويعتبر العيب الرئيسي **للترانزستور**

(م أ س ت م م) الرأسى. هو أن الهيكل أكثر تعقيداً من الترانزستور المتأثر بالمجال التقليدى ، مما يجعل تكلفة تصنيعة أعلى وبالتالى ثمن تداوله.

٤-٤-٥ الترانزستور المتأثر بالمجال بتكنولوجيا (م أ س ت م م) كمقاومة

فى الحقيقة أنه من الأسهل والأكثر كفاءة تكوين ترانزستور عن تكوين مقاومة فى دائرة متكاملة. وهذا حقيقة فى تصميم وتكوين دوائر الترانزستور (م أ س ت م م) المعززة بسبب تكوينها البسيط – لهذا السبب يتم توصيل الترانزستورات (م أ س ت م م) المعززة حتى يمكن أن تقوم مقام المقاومات فى الدوائر المتكاملة.



الشكل (٤ – ٥٩ أ) الترانزستور (م أ س ت م م) قناة ن كمقاومة الجهد بين البوابة والمنبع يساوى الجهد بين النازف والمنبع وكذلك (الشكل ب) يوضح خواص النازف الغير خطية كمقاومة

يوضح الشكل (٤-٥٩ أ) أحد طرق توصيل الترانزستور (م أ س ت م م) كمقاومة . مع ملاحظة توصيل النازف مباشرة الى البوابة. من الواضح فى هذه الحالة أن الجهد بين النازف والمنبع يساوى الجهد بين البوابة والمنبع وبذلك يتحقق الشرط

$$(|V_{DS}| \geq |V_P| - |V_{GS}|)$$

وبالتالى فإن الترانزستور يعمل دائما فى المنطقة النشطة٠ يوضح الشكل (٤-٥٩ ب) رسم منحنى الجهد بين النازف والمنبع يساوى الجهد بين البوابة والمنبع فى منحنيات خواص الخرج للترانزستور (م أ س ت م م) القناة (ن) ومنها يمكن الحصول على:

$$I = 0.5\,\beta\,(V - V_T)^2 \quad V > V_T$$

$$I = 0 \quad V \leq V_T$$

المعادلة (٤-٧٦)

يقع المنحنى فى المنطقة النشطة٠ مع ملاحظة أن المنحنى غير خطى وذلك يعنى أن الترانزستور (م أ س ت م م) يعمل كمقاومة غير خطية٠ من المعادلة (٤-٧٦) يمكن أن يتضح إستخدام حساب التفاضل والتكامل لإيجاد قيمة المقاومة عند أى قيم للتيار

$$r = \frac{1}{\sqrt{2\,\beta\,I}}\,(V > V_T)$$

المعادلة (٤-٧٧)

يتم حل المعادلة (٤-٧٦) لقيم الجهد والتيار نحصل على قيمة المقاومة

$$\frac{V}{I} = R = \sqrt{\frac{2}{\beta\,I}} + \frac{V_T}{I}(V > V_T)$$

المعادلة (٤-٧٨)

المعادلة (٤-٧٧) والمعادلة (٤-٧٨) توضح تحديد قيمة المقاومة مأخوذا فى الإعتبار طول وعرض قناة الترانزستور٠ يمكن الحصول على قيم عالية للمقاومة بتصميم القناة أكثر طولا وأقل سمكا٠

References for Bipolar and uni-polar (chapter three and four)

1. Electronic devices and circuits, Bogart
2. Solid state electronic circuits, Millman & Halktas
3. Electronic circuit, discrete and integrated, Memera & Shilling
4. Electronics, I. M. El-Dokany.
5. Semiconductor devices and application , R. A. Greiner
6. Transistor physics and circuit design , D. C. Sarker
7. Handbook of semiconductor electronics , Lloyd P. Hunter
8. Solid state electronics, Kdjin R. Jones
9. Physics of semiconductor devices, S. M. Sze
10. Semiconductor devices , I. M. El-Dokany.
11. Semiconductor technology , I. M. El-Dokany.
12. The art of electronics Ho Rowllz Hill
13. Encyclopedia of semiconductor technology , G. Rayson
14. Semic onductor, From Wikipedia, the free encyclopedia