

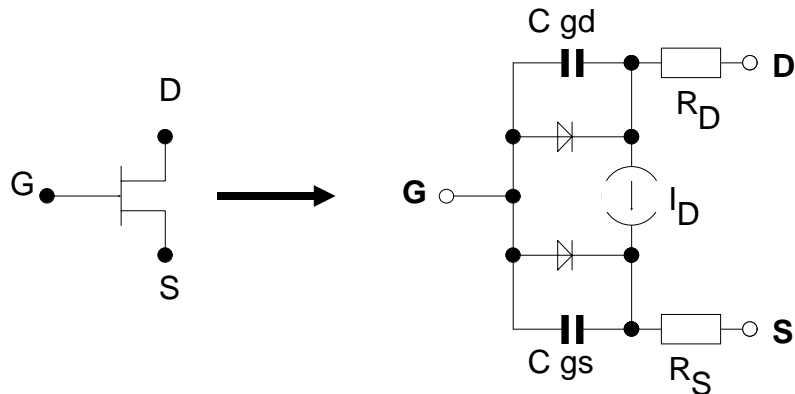
F. Grundlagen der Verstärkerschaltungen mit FET

Die Darstellung der Modelle des FET (Kap. F.1 und F.2) dient nur zur kurzen Wiederholung. Ausführliche Behandlung erfolgte im Fach "Bauelemente".

F.1 Großsignalmodell des J-FET

Abb. F1:

Modell nach Shichman und Hodges



F.1.1 Die Modellparameter

Die **nichtlineare Stromquelle** I_D modelliert die Gleichstromeigenschaften des J-FET.

Vorwärtsbetrieb ($U_{DS} > 0$):

$$I_D = 0$$

$$U_{GS} - U_{T0} < 0$$

Sperrbereich

(F 1 ff)

$$I_D = \beta (U_{GS} - U_{T0})^2 (1 + \lambda U_{DS})$$

$$U_{DS} > U_{GS} - U_{T0}$$

Abschnürbereich

$$I_D = \beta U_{DS} [2 (U_{GS} - U_{T0}) - U_{DS}] (1 + \lambda U_{DS})$$

$$0 < U_{DS} < U_{GS} - U_{T0}$$

Linearbereich

Rückwärtsbetrieb ($U_{DS} < 0$):

$$I_D = 0$$

$$U_{GD} - U_{T0} < 0$$

Sperrbereich

$$I_D = \beta (U_{GD} - U_{T0})^2 (1 + \lambda U_{DS})$$

$$-U_{DS} > U_{GD} - U_{T0}$$

Abschnürbereich

$$I_D = \beta U_{DS} [2 (U_{GD} - U_{T0}) - U_{DS}] (1 + \lambda U_{DS})$$

$$0 < -U_{DS} < U_{GD} - U_{T0}$$

Linearbereich

mit U_{T0} (= U_p) Turn-on-, Turn-off-, Pinch-off-Spannung

Die **Parameter** β und U_{T0} sind gewöhnlich dem Graphen $\sqrt{I_D} = f(U_{GS})$ zu entnehmen.

Bei $U_{GS} = 0$ gilt: $I_{Dss} = \beta U_{T0}^2$

Der **Parameter** λ gibt den Einfluß der Kanallängenmodulation auf die FET-Eigenschaften an. Er hängt mit dem Ausgangsleitwert wie folgt zusammen:

$$\left(\frac{dI_D}{dU_{DS}} \right)_{U_{GS} = \text{const}} = g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}} = \beta \lambda (U_{GS} - U_{T0})^2 \approx \lambda I_D \quad (\text{F2})$$

Damit hat der Parameter λ eine ähnliche Bedeutung wie die Early-Spannung beim Bipolartransistor.

- In der Praxis gilt für langkanalige JFET besser: $g_{ds} \sim (I_D)^{\frac{1}{2}}$

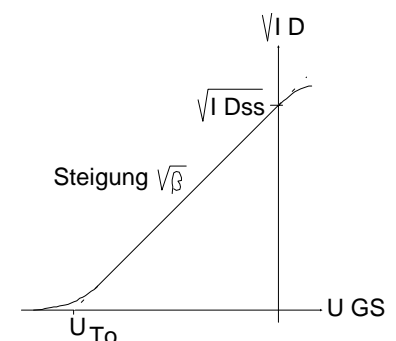


Abb. F2: Transfercharakteristik

Die beiden, die Kanal-Gate -Sperrschicht repräsentierenden Dioden werden durch die idealen Diodengleichungen nachgebildet:

$$I_{GD} = I_S \left[e^{\frac{U_{GD}}{U_T}} - 1 \right] \quad I_{GS} = I_S \left[e^{\frac{U_G}{U_S}} - 1 \right] \quad I_S \text{ ist ein Parameter des JFET.} \quad (F 3)$$

Die **Bahnwiderstände** R_D und R_S stehen für lineare Widerstände der Source- und Draingebiete.

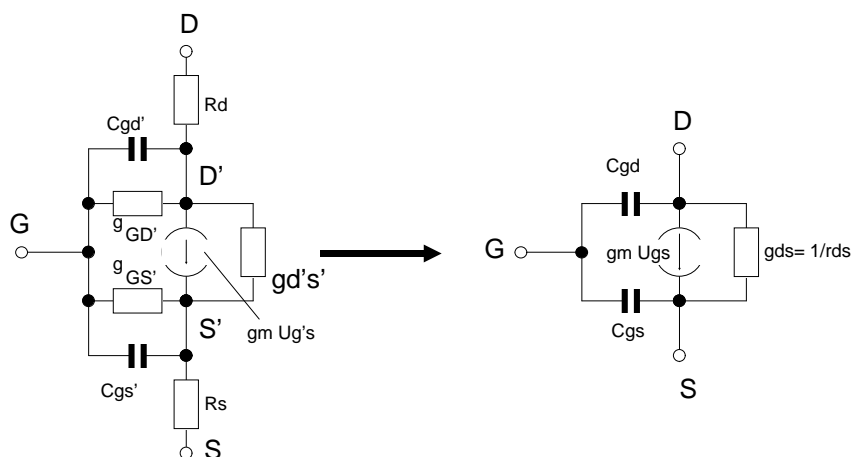
Die **Kapazitäten** C_{GD} , C_{GS} sind die nichtlinearen Sperrschichtkapazitäten der Gate-Kanal-Dioden. Diffusionskapazitäten kommen nicht vor, da der JFET mit gesperrter Gate-Kanal-diode betrieben wird.

$$C_{GS} = C_{GS0} \left(1 - \frac{U_{GS}}{\Phi_B} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad C_{GD} = C_{GD0} \left(1 - \frac{U_{GD}}{\Phi_B} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (F 4)$$

Die SPICE-Parameter des J-FET

	Name	Einheit	Ersatzwert	typ. Wert
U_{T0}	Schwellenspannung (Turn-on-Spannung)	V	-2.0	-2.0
β	Steilheitsparameter	A/V^2	10^{-4}	10^{-3}
λ	Parameter der Kanallängenmodulation	$1/V$	0	10^{-4}
R_D	Drainbahnwiderstand	Ω	0	100
R_S	Sourcebahnwiderstand	Ω	0	100
C_{GS}	Gate-Source-Sperrschichtkap. bei 0V	F	0	5p
C_{GD}	Gate-Drain-Sperrschichtkap. bei 0V	F	0	1p
Φ_S	Sperrschichtpotential	V	1	0.6
I_S	Sperr sättigungsstrom	A	10^{-14}	10^{-14}
K_F	Koeffizient des Funkelrauschens	-	0	
A_F	Exponent des Funkelrauschens	-	1	
F_C	Koeffizient der Sperrschichtkapazität	-	0.5	0.5

F.1.2 Das Kleinsignalmodell des J-FET



$$g_m = \left(\frac{dI_D}{dU_{GS}} \right) dU_{DS} = 0$$

$$g_{ds} = \left(\frac{dI_D}{dU_{DS}} \right) dU_{GS} = 0$$

Die Leitwerte $g_{GD'}$, $g_{GS'}$ sind gewöhnlich sehr klein, zudem ist $1/g_{D'S'}$ meist groß gegen R_D und R_S , so daß sich das abgebildete vereinfachte Kleinsignalmodell ergibt.

Abb. F3: Kleinsignalmodell des JFET

F.2 Großsignalmodell des MOS-FET

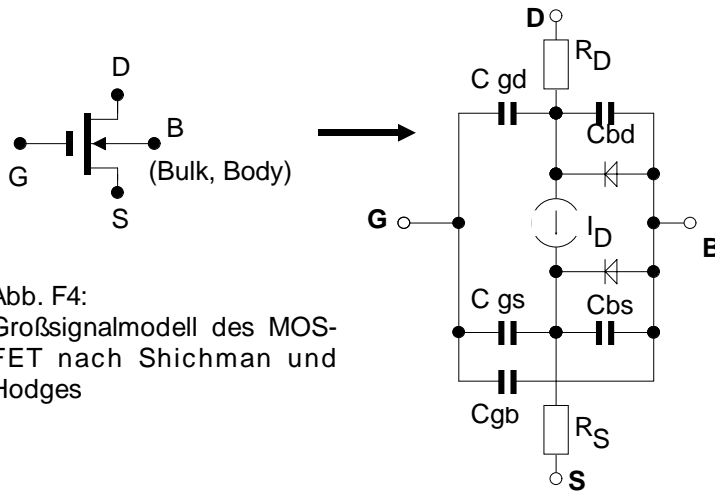


Abb. F4: Großsignalmodell des MOS-FET nach Shichman und Hodges

Der wesentliche Unterschied zum JFET-Modell besteht in der Einführung der Substratsperrschicht, die durch zwei Dioden in Sperrichtung modelliert wird. Die Gleichstromeigenschaften des MOS-FET sind durch die nichtlineare Quelle I_D bestimmt.

F.2.1 Die Modellparameter des MOS-FET

$U_{DS} > 0$ (Vorwärtsbetrieb): $U_{TE} = U_{T0} + X(\sqrt{\Phi - U_{BS}} - \sqrt{\Phi})$

$I_D = 0$	$U_{GS} - U_{TE} < 0$	Sperrbereich	(F 5 ff)
$I_D = \beta(U_{GS} - U_{TE})^2 (1 + \lambda U_{DS})$	$U_{DS} > U_{GS} - U_{TE}$	Abschnürbereich	
$I_D = \beta U_{DS} [2(U_{GS} - U_{TE}) - U_{DS}] (1 + \lambda U_{DS})$	$0 < U_{DS} < U_{GS} - U_{TE}$	Linearbereich	

$U_{DS} < 0$ (Rückwärtsbetrieb): $U_{TE} = U_{T0} + X(\sqrt{\Phi - U_{BD}} - \sqrt{\Phi})$

$I_D = 0$	$U_{GD} - U_{TE} < 0$	Sperrbereich
$I_D = \beta(U_{GD} - U_{TE})^2 (1 + \lambda U_{DS})$	$-U_{DS} > U_{GD} - U_{TE}$	Abschnürbereich
$I_D = \beta U_{DS} [2(U_{GD} - U_{TE}) - U_{DS}] (1 + \lambda U_{DS})$	$0 < -U_{DS} < U_{GD} - U_{TE}$	Linearbereich

Mit den Parametern Φ und X wird der Einfluß der Bulkspannung berücksichtigt.

$X = 0.5 \dots 1.5 \sqrt{V}$, $\Phi = 0.4 \dots 0.8 V$

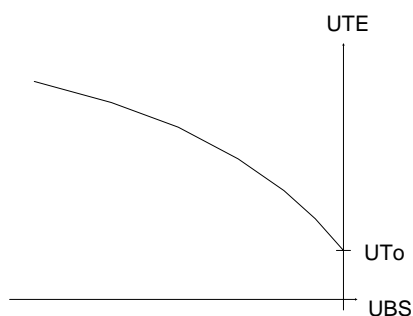


Abb. F5: Zusammenhang von Bulk- und Turn-On-Spannung

Für U_{BS} und $U_{BD} = 0$ geht U_{TE} in U_{T0} über. Damit ergibt sich die bekannte quadratische Abhängigkeit von I_D . β , λ , und U_{T0} haben die gleiche Bedeutung wie beim JFET.

Das obige Modell liefert eine gute Näherung der Eigenschaften des MOSFET mit rel. großen Kanaldimensionen ($L > 10 \mu m$). Für kleine MOS-FET wird noch eine Reihe weiterer Parameter eingeführt, welche die Effekte von schmalen und kurzen Kanälen berücksichtigen. ---> Level 2- und Level 3- Modelle. In SPICE sind alle 3 Level aufrufbar.

Die Kapazitäten C_{GD} , C_{GS} , C_{GB} werden zwar als konstant angenommen, sind aber spannungsabhängig. Mit den bekannten Gln. für Sperrschichtkapazitäten kann diese Spannungsabhängigkeit mit einbezogen werden.

F.2.2 Das Kleinsignalmodell des MOS-FET

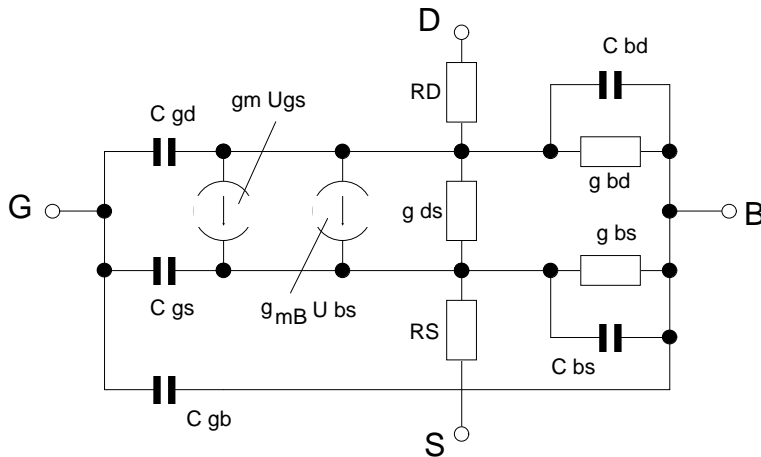


Abb. F6: Kleinsignalmodell des MOS-FET

An sich müßten S'und D' als innere Source- Drain- Knoten definiert werden. In SPICE sind jedoch nebenstehende Bezeichnungen üblich:

$$g_m = \left(\frac{dI_D}{dU_{GS}} \right)_{U_{DS} = const}$$

$$g_{mB} = \left(\frac{dI_D}{dU_{BS}} \right)_{U_{DS} = const}$$

g_{mB} berücksichtigt die Steuerung des Kanals durch die Substratspannung.

Ist das Substrat an Source angeschlossen, was bei diskret eingesetzten MOSFET häufig der Fall ist, entsteht bei Vernachlässigung der Bahnwiderstände das **vereinfachte Kleinsignalmodell des MOS-FET**.

Es entspricht dem des Sperrschicht-FET.

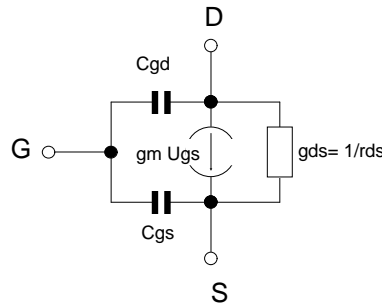


Abb. F7: Vereinfachtes Kleinsignalmodell des MOSFET

F. 3 Einstellung des Arbeitspunkts bei FET-Verstärkerschaltungen

Ähnlich wie bei Verstärkern mit Bipolartransistoren ist der Arbeitspunkt im Ausgangskennlinienfeld durch die Gleichstromarbeitsgerade und den Drainstrom I_{Da} bestimmt. Im wesentlichen werden I_{Da} wird durch die Gate-Spannung und U_{DSa} durch R_D eingestellt. Zusätzlich ist zum Ausgleich von Exemplarstreuungen und Abhängigkeiten von Temperatur- und Betriebsspannungsschwankungen eine Stabilisierung des A.P. notwendig.

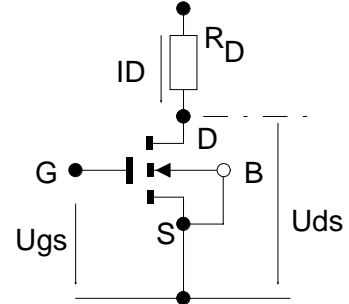
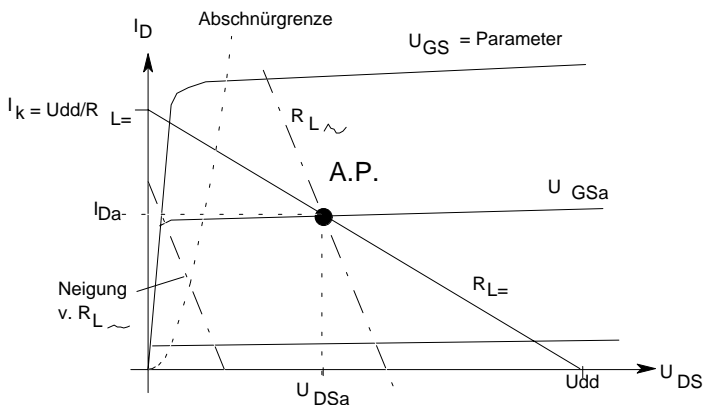


Abb. F8: Zum Arbeitspunkt beim FET-Verstärker

U_{DSa} = Drain-Source-Spannung im A.P. I_{Da} = Drainstrom im A.P. U_{GSa} = Gate-Source-Spng im A.P.
 Bei MOS-FET muß auch das Substratpotential bei der A.P.-Einstellung berücksichtigt werden. Häufig kann B mit S verbunden werden oder es besteht schon intern eine solche Verbindung ($U_{BS} = 0$).
 Je nach Art des FET (Depletion- oder Enhacement-Typ) ist die Schaltungstechnik verschieden.

F.3.1 Arbeitspunkteinstellung für selbstleitende Typen (Depletion-FET)

Sog. "automatische Gatevorspannungserzeugung" durch Spannungsabfall an einem Sourcewiderstand. Der Gateableitwiderstand ist notwendig, um die an R_s entstehende Spannung an das Gate zu bringen. Das Gate liegt über R_G auf Massepotential, Source ist um $I_{Da} R_s$ positiver.

Wegen des sehr kleinen Gategleichstroms kann R_G rel. hohe Werte (einige MegOhm) annehmen. Da I_G jedoch nicht verschwindet, ist eine obere Grenze für R_G durch den an ihm entstehenden Spannungsabfall gegeben. Z.B. kann der Kanal-Gate-Sperrstrom bei JFET zu unzulässigen Verschiebungen der U_{GSa} führen.

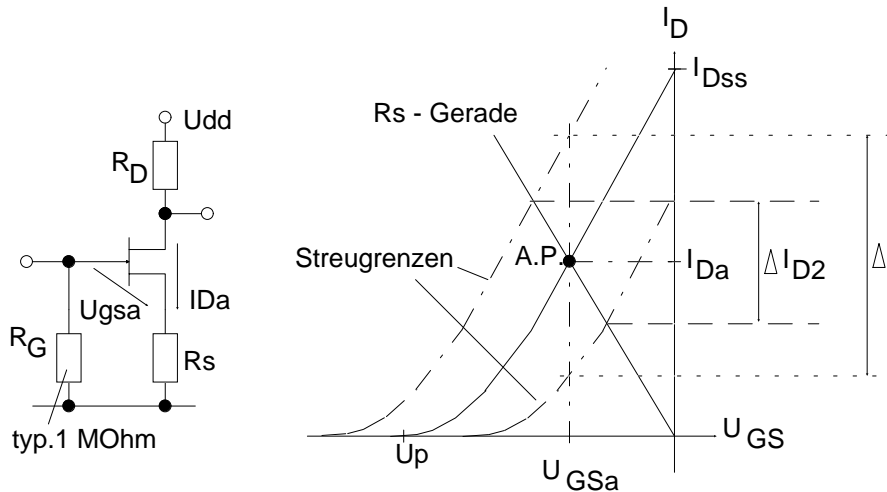


Abb. F9: "Automatische Gatespannungserzeugung"

Bei vernachlässigbarem Spannungsabfall über R_G gilt:

$$U_{GSa} = -I_{Da} R_s \quad (F6)$$

Nachteil nebenstehender Schaltung: Stabilisierungswirkung und Arbeitspunkt sind miteinander verknüpft und nicht unabhängig voneinander einstellbar.

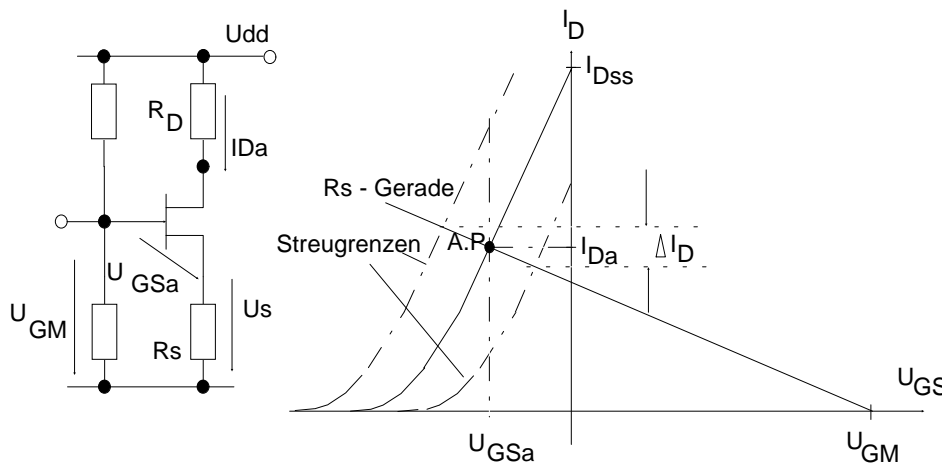


Abb. F10: A.P.-Einstellung mit Zusatzvorspannung

Verbesserte Version:

Das Gate wird auf die unabhängig von R_s einstellbare Spannung U_{GM} gelegt.

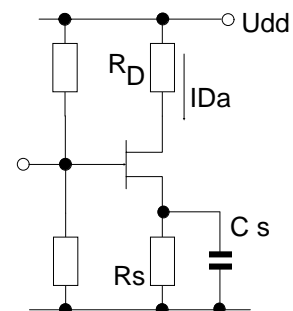
---> Stabilisierungswirkung und Arbeitspunkt sind unabhängig voneinander. (Abb. F10)

Für die Eingangsmasche gilt:

$$U_{GSa} + I_{Da} R_s = U_{GM} \quad (F7)$$

Durch einen Überbrückungskondensator C_s parallel zu R_s kann die Wechselstrom-Gegenkopplung über R_s vermieden und volle Spannungsverstärkung erreicht werden.

Abb. F11: Wechselstrommäßige Überbrückung von R_s .



F.3.2 Arbeitspunkteinstellung für selbstsperrende Typen (Enhancement-FET)

Hier muß die Gatespannung die gleiche Polarität wie die Drainspannung haben. Deshalb Gatespannungserzeugung nur mit Spannungsteiler. R_s dient wie vorher zur Stabilisierung des Arbeitspunktes.

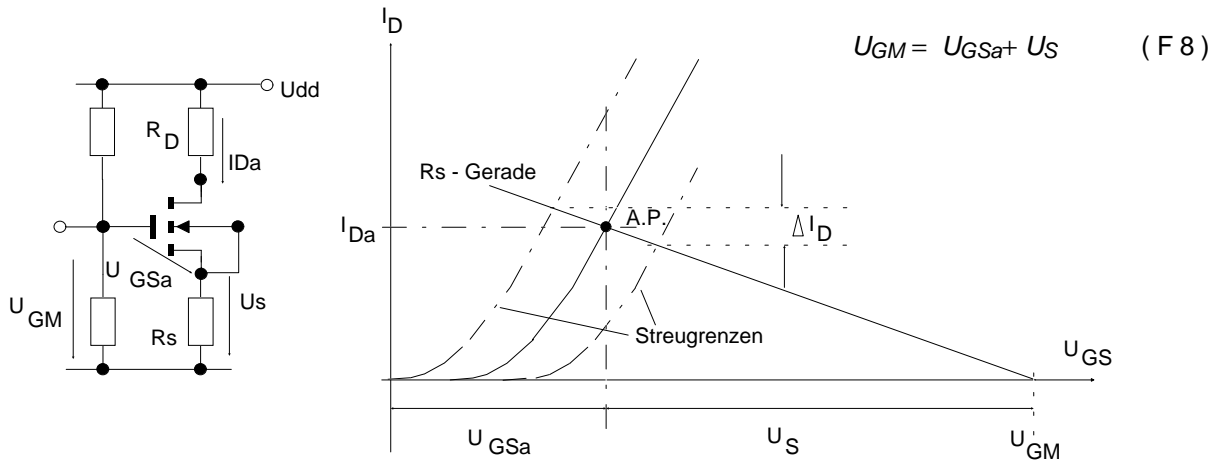
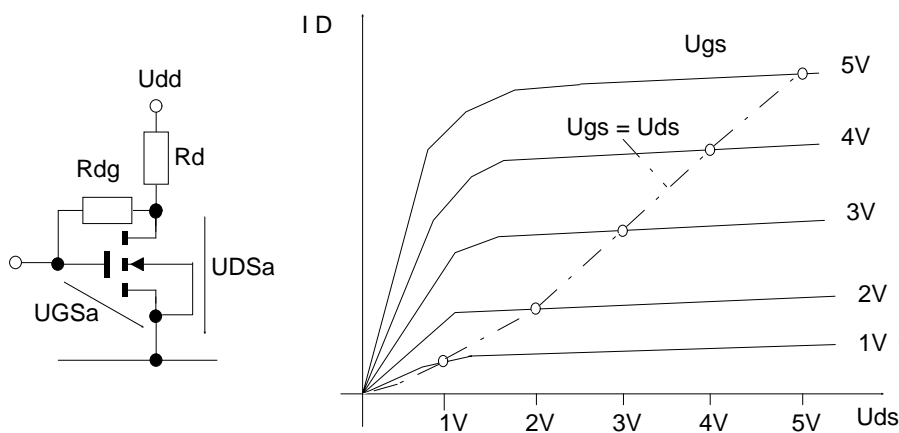


Abb. F12: A.P.-Einstellung bei selbstsperrenden FET



Eine einfache Möglichkeit der A.P.-Einstellung und gleichzeitiger Stabilisierung bietet ein Widerstand zwischen Drain und Gate. ---> Parallelgegenkopplung. Hier ist $U_{GSa} = U_{DSa}$.

Einschränkender Nachteil: Es können nur mehr Arbeitspunkte eingenommen werden, die auf der Ortskurve $U_{GS} = U_{DS}$ liegen. Anwendbar bei kleinen Betriebsspannungen.

Abb. F13: A.P.-Einstellung mit Parallel-Gegenkopplung

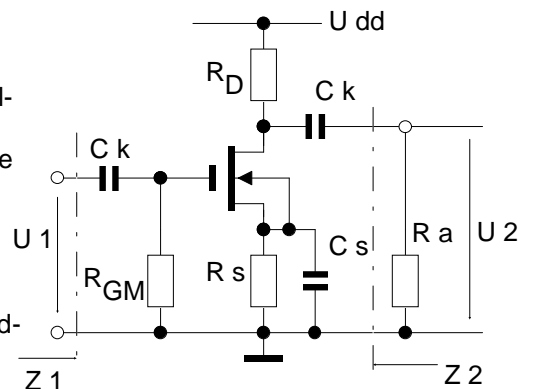
F.4 Grundschaltungen mit Feldeffekt-Transistoren

F.4.1 Sourceschaltung

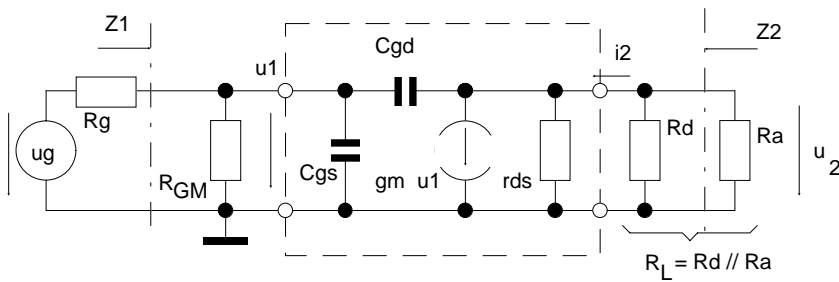
Meistverwendete Grundschaltung. Entspricht der Emittergrundschaltung beim Bipolartransistor. Zur Herleitung wird ein vereinfachtes Kleinsignalmodell zugrunde gelegt. (Abb. F15)

X_{Ck} und $X_{Cs} = 0!$

Abb. F14: Source-Grundschaltung



a) Spannungsverstärkung:



Bei Vernachlässigung von C_{GS} und C_{GD} wird gemäß Abb. F15:

$$u_2 = -i_2 R_L$$

$$i_2 = g_m u_1 \frac{r_{ds}}{r_{ds} + R_L}$$

daraus: $v_{us} = \frac{u_2}{u_1} =$

$$V_{us} = -g_m \frac{R_L r_{ds}}{r_{ds} + R_L} = \frac{-g_m}{g_{ds} + g_L} \quad (F9)$$

Abb. F15: Kleinsignalersatzschaltung der Source-Schaltung

Berücksichtigung der Kapazitäten C_{gs} und C_{gd} :

Unter der Annahme von $g_{ds} \ll g_L$ wird $v_{us} = \frac{u_2}{u_1} \approx \frac{-g_m}{g_L}$. Weiter soll gelten: $R_{GM} \gg R_g$!

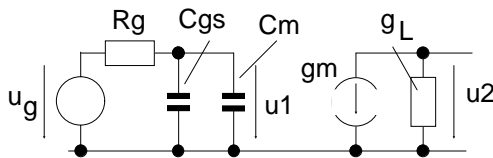


Abb. F16: Zur Berechnung der Frequenzabhängigkeit

Bei Anwendung des Millertheorems (s. Kap. V.4.2.2) wirkt C_{gd} auf den Eingang wie folgt:

$$C_m = (1 - v_u) C_{gd} = \left(1 + \frac{g_m}{g_L}\right) \cdot C_{gd} \quad (F10)$$

Man faßt zusammen: $C_1 = C_{gs} + C_m$

Dann wird die frequenzabhängige Spannungsverstärkung:

$$v_{usg(p)} = \frac{u_2}{u_g} = \frac{u_2}{u_1} \frac{u_1}{u_g} = -\frac{g_m}{g_L} \frac{1}{1 + pC_1 R_g} = -\frac{g_m}{g_L} \frac{1}{1 + pR_g \left[\left(1 + \frac{g_m}{g_L}\right) C_{gd} + C_{gs} \right]} \quad (F11)$$

Für ausreichende Verstärkung ($\frac{g_m}{g_L} \gg 1$) und $C_m \gg C_{gs}$ wird:

$$v_{usg} \approx -\frac{g_m}{g_L} \frac{1}{1 + pR_g \frac{g_m}{g_L} C_{gd}} = v_{us} \frac{1}{1 + pT_1} \quad (F12)$$

und der **dominante Pol** der Spannungsverstärkung liegt bei

$$\omega_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{g_L}{g_m R_g C_{gd}} \quad (F13)$$

bzw. $\omega_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{g_L}{g_m (R_g // R_{GM}) C_{gd}}$ falls R_{GM} nicht mehr groß gegen R_g ist. (F13a)

Zahlenbeispiel: $R_L = 10k\Omega$, $g_{ds} = 20 \mu S$, $g_m = \frac{2mA}{V}$, $C_{gd} = 10 pF$, $R_g = 100 k\Omega$, $R_{GM} = 1M\Omega$

$$f_1 = \frac{100\mu S + 20\mu S}{2\pi \cdot 2mS \cdot 10pF (100k\Omega // 1M\Omega)} = 10,5kHz!!$$

- Bei hochohmigen Generatorwiderständen beginnt der Verstärkungsabfall schon im NF-Bereich.

b) Eingangswiderstand Z_1

Z_1 wird bei tiefen Frequenzen praktisch nur durch den Gate-Ableitwiderstand R_{GM} bestimmt. Bei steigender Frequenz macht sich die **Eingangskapazität** $C_1 = C_{GS} + C_{GD}(1-v_u)$ bemerkbar. Der Term $C_{GD}(1-v_u)$ beruht auf dem o.g. Millereffekt bei invertierenden Verstärkern und ist der überwiegende Teil.

c) Ausgangswiderstand Z_2

Z_2 ist bei niederen Frequenzen nur gering kapazitiv: $Z_2 \approx r_{ds} // R_D$ (F14)

d) Gegenkopplungsgrad p

Entfällt der Überbrückungskondensator des R_s , besteht eine Stromgegenkopplung. (siehe im Kapitel "Gegenkopplung").

Der Gegenkopplungsgrad ist: $p = (1 + g_m R_s)$. (F15)

F.4.2 Drainschaltung (Sourcefolger)

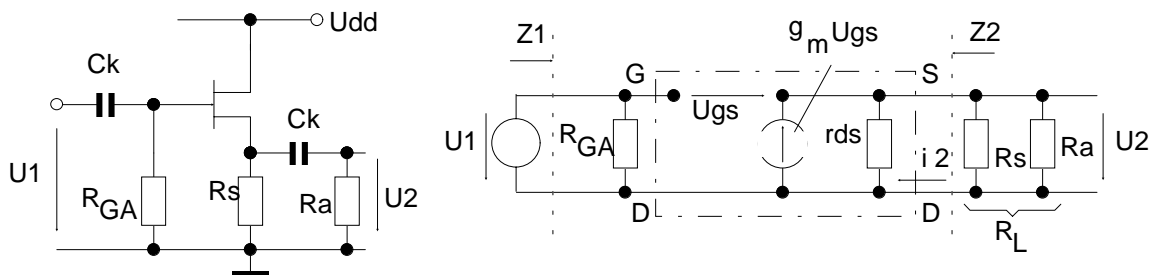


Abb. F17: Kleinsignalersatzbild der Drainschaltung

Zur Vereinfachung der Herleitung werden im folgenden die Kapazitäten C_{GS} und C_{GD} vernachlässigt!

a) Spannungsverstärkung:

$$u_2 = i_2 R_L; \quad i_2 = g_m u_{gs} \frac{r_{ds}}{r_{ds} + R_L}; \quad u_{gs} = u_1 - u_2$$

$$\text{eingesetzt: } u_2 = g_m (u_1 - u_2) \frac{R_L r_{ds}}{R_L + r_{ds}} = (u_1 - u_2) \frac{g_m R_L}{1 + R_L g_{ds}}; \quad \text{wobei } g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}}$$

$$\rightarrow v_{ud} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{g_m R_L}{(1 + R_L g_{ds})(1 + \frac{g_m R_L}{1 + R_L g_{ds}})} = \frac{g_m R_L}{1 + R_L(g_m + g_{ds})} < 1$$

$$\text{Da } g_{ds} \text{ meist } \ll g_m \text{ wird: } v_{ud} = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L} < 1 \quad \text{keine Phasendrehung!} \quad (\text{F16})$$

Die Drainschaltung dient ähnlich wie die Kollektorschaltung bei BJT zur Widerstandstransformation eines niederohmigen Lastwiderstand auf einen hohen Wert.

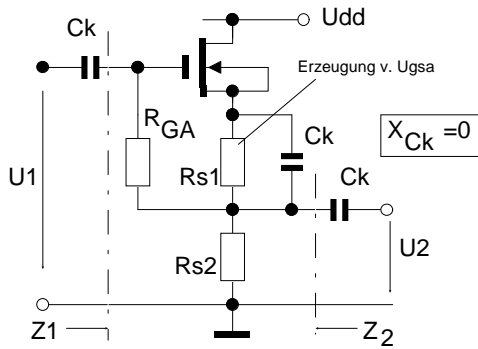
b) Eingangswiderstand Z_1 :

Da Drain auf festem Potential liegt, tritt für C_{gd} kein Millereffekt auf:

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega (C_{gseff} + C_{gd})} // R_{GA} \quad (F17)$$

Bei tiefen Frequenzen wird Z_1 durch R_{GA} bestimmt.

Der Einfluß von R_{GA} kann durch eine **"Boot-Strap-Schaltung"** verringert werden. Das "Bootstrap"-Prinzip beruht auf einer gleichphasigen Rückkopplung des Ausgangssignals auf den Eingang (**Mitkopplung**).



Die Spannungsdifferenz an den Klemmen von R_{GA} wird vermindert und beträgt nur mehr $U_{RGA} = U_1 - v_u U_1$. Der Strom durch R_{GA} wird dadurch verringert und der Eingangswiderstand erscheint vergrößert.

$$Z_1 = \frac{R_{GA}}{(1 - v_u)} \quad \text{bei tiefen Frequenzen!} \quad (F18)$$

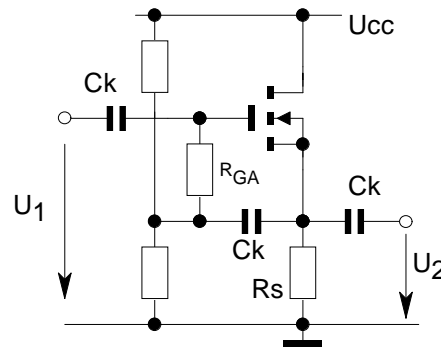
Nach dem gleichen Prinzip verringert sich die G-S-Kapazität:

$$C_{gseff} = C_{gs} (1 - v_u) , \quad (F19)$$

so daß sie meist gegen C_{gd} vernachlässigt werden kann.

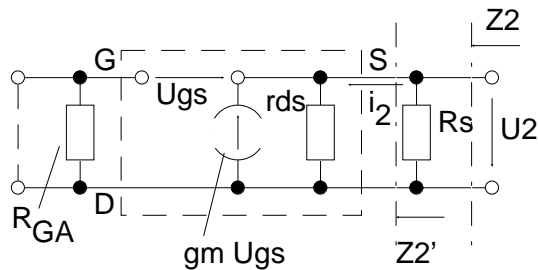
Abb. F18: Bootstrapping bei der Drainschaltung

Abb.F18a: Bootstrapping mit selbstsperrendem MOSFET



c) Ausgangswiderstand

Der Eingang kann kurzgeschlossen oder leerlaufend sein; wegen des hohen Eingangswiderstand des FET wirkt R_{GA} bei nicht zu hohen Frequenzen praktisch als Kurzschluß. Der Strom i_2 setzt sich zusammen aus dem Quellenstrom und dem Strom durch r_{ds} :



$$u_{gs} = -u_2$$

$$i_2 = -g_m u_{gs} + \frac{u_2}{r_{ds}} = g_m u_2 + g_{ds} u_2 ; \quad \text{mit } g_{ds} = \frac{1}{r_{ds}}$$

$$\text{damit wird: } Z_2' = \frac{u_2}{i_2} = \frac{1}{g_m + g_{ds}} \approx \frac{1}{g_m} \quad (F20)$$

$$\text{mit Einbeziehung von } R_s: Z_2 = \frac{1}{g_m} // R_s$$

Abb: F19: Ber. des Ausgangswiderstands der Drainschaltung

Vergleiche Beziehungen bei Emitterfolger!

F.4.3 Gateschaltung (ohne Bodysteuereffekt)

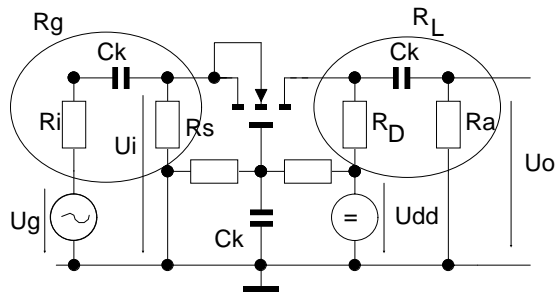


Abb. F20: Gateschaltung

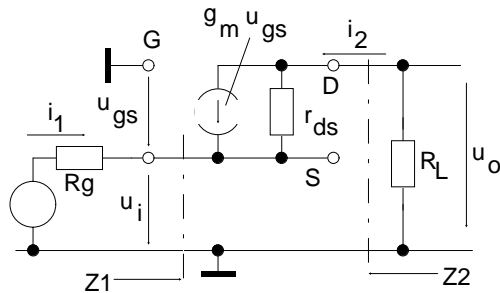


Abb. F21: Kleinsignalersatzbild der Gateschaltung

Die Gateschaltung wird seltener verwendet. Sie findet Anwendung in der HF-Technik und als 2. Stufe der Kaskodeschaltung.

Kennzeichnende Eigenschaften sind:

- Hohe, nichtinvertierende Spannungsverstärkung
- Kleiner Eingangswiderstand
- Hoher Ausgangswiderstand

Spannungsverstärkung:

$$V_{uG} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{g_m + g_{ds}}{\frac{1}{R_L} + g_{ds}} \quad (\text{F21a})$$

Für $R_L \ll r_{ds}$ und $g_m \gg g_{ds}$ wird

$$v_{uG} = \frac{u_o}{u_i} \approx g_m \cdot R_L \quad (\text{F21b})$$

Für sehr große R_L entsteht:

$$v_{uG_{\max}} = 1 + \frac{g_m}{g_{ds}} \approx \frac{g_m}{g_{ds}} \quad (\text{F21c})$$

Eingangswiderstand:

$$Z_1 = \frac{1 + R_L g_{ds}}{g_m + g_{ds}} \quad (\text{F22a})$$

praktisch gilt: $g_m \gg g_{ds}$, dann wird:

$$Z_1 = \frac{1}{g_m} + \frac{R_L g_{ds}}{g_m} = \frac{1}{g_m} + \frac{R_L}{v_{uG_{\max}}} \quad (\text{F22b})$$

Der zweite Term liefert nur im Fall eines sehr hohen R_L einen wesentlichen Beitrag. Selbst bei Verwendung eines

einfachen Stromspiegels als Last ($R_L = r_{ds}$ des Spiegel-FET) wird nur $Z_1 = \frac{1}{g_m} + \frac{1}{g_m} \frac{g_{ds}}{g_m} = \frac{2}{g_m}$.

Für die meisten Anwendungen gilt: $Z_1 \approx \frac{1}{g_m}$ (F22c)

Ausgangswiderstand:

$$Z_2 = \frac{1 + R_g(g_m + g_{ds})}{g_{ds}} \quad \text{mit } R_g = R_i // R_s \quad (\text{F23a})$$

wegen $g_m \gg g_{ds}$ entsteht:

$$Z_2 \approx r_{ds} + R_g \frac{g_m}{g_{ds}} = r_{ds}(1 + R_g g_m) \quad (\text{F23b})$$

Z_2 ist auch von R_g abhängig; für $R_g \gg \frac{1}{g_m}$ überwiegt der 2. Term, Z_2 wird dann sehr groß.

Für Spannungsteuerung der Stufe ($R_g = 0$) wird $Z_2 = r_{ds}$ und damit nicht vergrößert.

Zahlenbeispiel: $I_D = 0.1\text{mA}$; $\beta = \frac{15\mu\text{A}}{V^2}$; $\lambda = 0.002 \frac{1}{V}$; $R_i = 100\text{k}\Omega$; $R_S = 10\text{k}\Omega$; $R_L = 50\text{k}\Omega$

$$g_{ds} = \lambda I_D = 0.02 \cdot 10^{-4} \frac{1}{\Omega} = 2\mu\text{S} \rightarrow r_{ds} = 500\text{k}\Omega; \quad g_m = \sqrt{4\beta I_D} = 77\mu\text{S}; \quad \rightarrow \frac{1}{g_m} = 13\text{k}\Omega$$

$$Z_2 = 500\text{k}\Omega(1 + 100\text{k}\Omega / 10\text{k}\Omega \cdot 77\mu\text{S}) = 850\text{k}\Omega$$

$$V_{u_{\max}} = \frac{g_m}{g_{ds}} = \frac{77\mu\text{S}}{2\mu\text{S}} = 38,5$$

$$Z_1 = \frac{1}{g_m} + \frac{R_L}{V_{u_{\max}}} = 13\text{k}\Omega + \frac{50\text{k}\Omega}{38,5} = 13\text{k}\Omega + 1,3\text{k}\Omega = 14,3\text{k}\Omega$$

Herleitung der Beziehungen gemäß Kleinsignalersatzbild Abb F21:

Verstärkung:

$$-u_o = i_2 R_L \quad (\text{A})$$

$$i_2 = g_m u_{gs} + u_{ds} g_{ds} = -g_m u_{i+} + u_{ds} g_{ds} \quad (\text{B})$$

$$u_{gs} - u_{ds} + u_o = 0 \quad \text{und} \quad u_{gs} = -u_i \quad (\text{C})$$

eingesetzt in (A) und (B):

$$u_o \left(g_{ds} + \frac{1}{R_L} \right) = g_m u_{i+} + g_{ds} u_i \quad (\text{D})$$

Ergibt die Spannungsverstärkung:

$$V_{uG} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{g_m + g_{ds}}{\frac{1}{R_L} + g_{ds}}$$

Eingangswiderstand:

$$i_1 = -i_2$$

$$-i_1 = -g_m u_{i+} + g_{ds}(u_o - u_i) \quad \text{und} \quad u_o = -i_2 R_L = i_1 R_L \quad \text{damit:}$$

$$-i_1 = -g_m u_{i+} + g_{ds}(i_1 R_L - u_i)$$

$$-i_1(1 + R_L g_{ds}) = -u_i(g_m + g_{ds}) \quad \text{und daraus}$$

$$Z_1 = \frac{u_i}{i_1} = \frac{1 + R_L g_{ds}}{g_m + g_{ds}}$$

Ausgangswiderstand:

Die Urspannungsquelle des Generators ist Null.

$$i_2 = -g_m u_{i+} + g_{ds}(u_o - u_i)$$

$$u_i = i_2 R_g$$

$$i_2 = -g_m i_2 R_g + g_{ds}(u_o - i_2 R_g)$$

$$i_2(1 + g_m R_g + g_{ds} R_g) = g_{ds} u_o$$

Daraus errechnet sich:

$$Z_2 = \frac{u_o}{i_2} = \frac{1 + R_g(g_m + g_{ds})}{g_{ds}} \approx \frac{1 + R_g g_m}{g_{ds}}$$

F.4.4 Lehrbeispiel 1

Dimensionierung einer Verstärkerstufe in Sourceschaltung mit JFET.

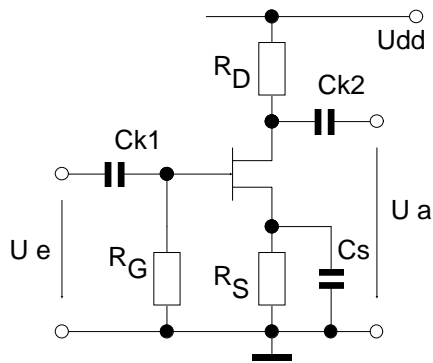


Abb. F4-1: Zu dimensionierende Schaltung

Ähnlich wie im Lehrbeispiel zur Emitterschaltung des BJT soll nebenstehende Sourceschaltung unter Vorgabe folgender Eigenschaften dimensioniert werden.

Vorgaben:

- Sourceschaltung nur mit Gateableitwiderstand
- alle $X_c \rightarrow 0$
- Versorgungsspannung U_{DD}
- Mindestspannungsverstärkung V_u
- möglichst große Aussteuerung \hat{u}_a (Amplitude) ohne wesentliche Verzerrungen (Begrenzungseffekte)
- Lastwiderstand $R_a = \infty$.

F.4.4.1 Verdeutlichung der Aussteuerverhältnisse

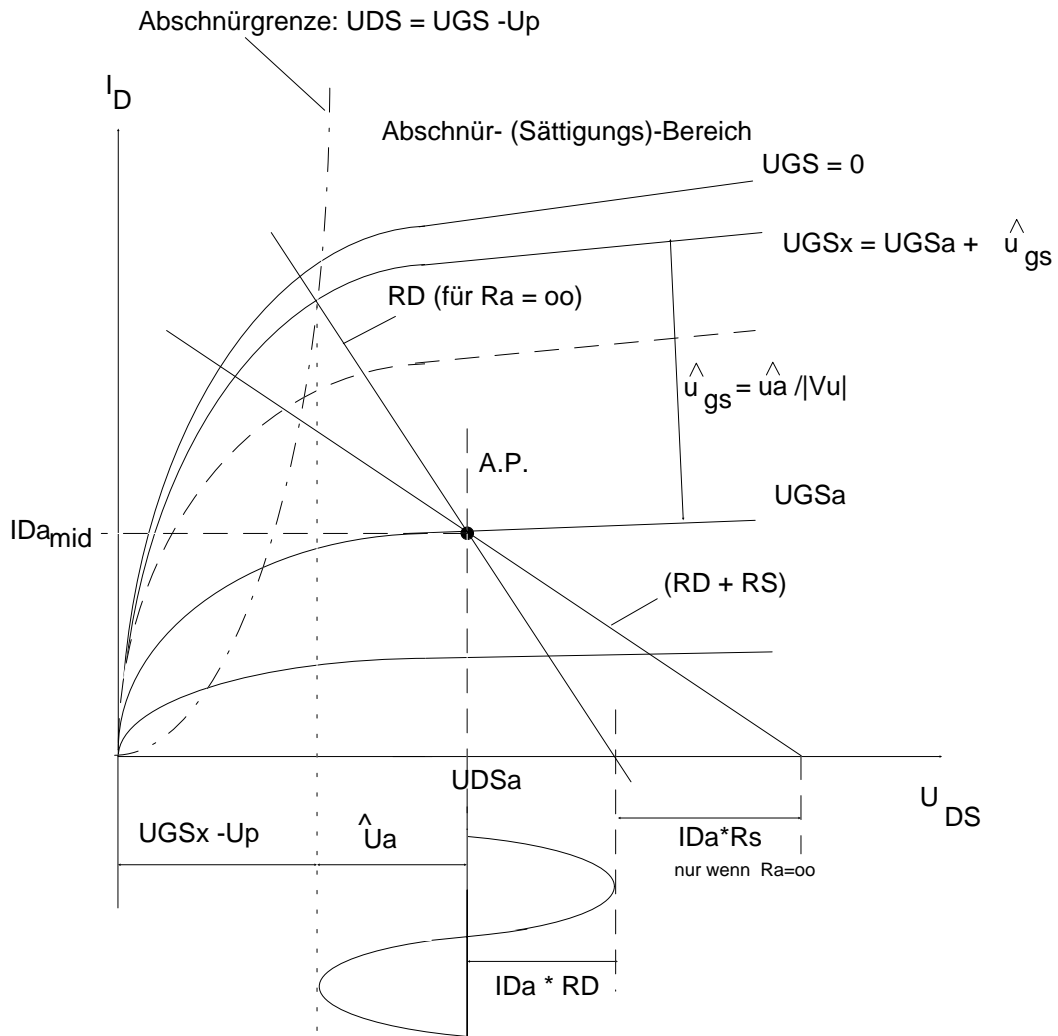


Abb. F4-2: Austeuerung im Ausgangskennlinienfeld

Der Aussteuerbereich wird zu **kleinen U_{DS}** durch die Abschnürungsgrenze begrenzt. An dieser Stelle ist

$$U_{GSx} = U_{GSa} + \hat{u}_{GS}; \quad \text{wobei } \hat{u}_{GS} = \frac{\hat{u}_a}{|V_u|} \quad (\text{F24})$$

Zu **großen U_{DS}** hin wird der Aussteuerbereich begrenzt durch die U_{DS}-Achse. Der Achsenabschnitt zwischen den Schnittpunkten der Gleichstromarbeitsgeraden (R_D + R_S) und der Wechselstromarbeitsgeraden R_D mit der U_{DS}-Achse ist hier I_{Da} R_S; dies **gilt nur**, weil R_a = ∞ ist!

F.4.4.2 Berechnung der Schaltung mit der vorläufigen Vereinfachung g_{ds} = 0 .

Der Arbeitspunkt soll in der Mitte des Aussteuerbereichs liegen. ---> I_{Da_{mid}}

- Verwendung der Vorgabe "Verstärkung"

$$|V_u| = g_m R_D; \quad g_m = \left| \frac{2}{U_p} \right| \sqrt{I_{Da} I_{Dss}} \quad \text{daraus:}$$

$$R_D = \frac{|V_u| U_p}{2 \sqrt{I_{Da} I_{Dss}}} \quad (\text{F25})$$

Hält man U_{DSa} konstant, um eine bestimmte Aussteuerung beizubehalten, so bleibt der Gleichspannungsabfall an R_D konstant. U_{RD} = I_{Da} R_D in Gln. (F25) liefert

$$\frac{U_{RD}}{I_{Da}} = \frac{|V_u| U_p}{2 \sqrt{I_{Da} I_{Dss}}} \quad \text{---> } |V_u| = 2 \frac{U_{RD}}{|U_p|} \sqrt{\frac{I_{Dss}}{I_{Da}}} \sim \frac{1}{\sqrt{I_{Da}}} \quad (\text{F26})$$

Es ist zu erkennen, dass bei gleich gehaltenen Aussteuerungsverhältnissen sich die Spannungsverstärkung umgekehrt zur Wurzel aus dem Drainstrom verhält. Diese Erkenntnis ist nützlich, wenn I_{Da} experimentell verändert wird.

- Verwendung der Vorgabe der Art der Arbeitspunktseinstellung:

$$U_S = I_{Da_{mid}} R_S = - U_{GSa} \quad (\text{Gatesperrstrom vernachlässigt}) \quad (\text{F27})$$

- Verwendung der Vorgabe "Aussteuerungsverhältnisse", aus Abb. F4-2 entnommen

$$U_{GSx} - U_p + \hat{u}_a + \hat{u}_a + I_{Da_{mid}} R_S = U_{DD} \quad (\text{F28})$$

$$\text{die Wechselstrom-AG liefert: } \hat{u}_a = I_{Da_{mid}} R_D = \frac{|V_u| U_p}{2} \sqrt{\frac{I_{Da_{mid}}}{I_{Dss}}} \quad (\text{F29})$$

und mit Gln. (F24,27,28) wird

$$U_{GSa} - U_p + \frac{|V_u| U_p}{2} \left(2 + \frac{1}{|v_u|} \right) \sqrt{\frac{I_{Da_{mid}}}{I_{Dss}}} - U_{GSa} = U_{DD}$$

daraus errechnet sich:

$$\sqrt{\frac{I_{Da_{mid}}}{I_{Dss}}} = \frac{U_{DD} + U_p}{|V_u| U_p \cdot \left(1 + \frac{1}{2|v_u|} \right)} \quad \text{bzw.}$$

$$I_{Da_{mid}} = \frac{4 I_{Dss}}{|V_u| U_p|^2} \left(\frac{U_{DD} + U_p}{2 + \frac{1}{|v_u|}} \right)^2 \quad (\text{F30})$$

Die Pinchoff-Spannung U_p ist in Gln.(F29) vorzeichenrichtig einzusetzen. (bei N-Kanal ist U_p < 0)

Durch das Quadrieren der vorhergehenden Gleichung sind die Einschränkungen der Wurzel verloren gegangen.

Es muß gelten: $0 \leq \sqrt{\frac{I_{Da}}{I_{Dss}}} \leq 1$, (Wurzelausdruck positiv, I_{Da} ≤ I_{Dss})

Damit ergibt sich eine einschränkende Bedingung:

$$0 < \frac{U_{DD} + U_p}{|U_p|} < |v_u| + \frac{1}{2} \quad (\text{F31})$$

Aus Gln. (F25 bzw. F27) errechnen sich die Bauelemente

$$R_D = \frac{|V_u U_p|}{2 \sqrt{I_{D_{mid}} I_{D_{ss}}}} \quad (\text{F32a})$$

$$R_S = -\frac{U_{GSa}}{I_{D_{mid}}} = \frac{-U_p}{I_{D_{mid}}} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D_{mid}}}{I_{D_{ss}}}} \right) \quad (\text{F32b})$$

F.4.4.3 Berücksichtigung des Ausgangsleitwerts g_{ds}

Nachdem der Rechnungsweg bekannt ist, kann der Einfluß des g_{ds} leicht eingebaut werden.

Die Verstärkerformel geht über in $|V_u| = \frac{R_D g_m}{1 + g_{ds} R_D}$ vgl. (F9)

Unter Anwendung des Modellparameters λ gilt für den Ausgangsleitwert: $g_{ds} = \lambda I_{Da}$

V_u wird damit:

$$|V_u| = \frac{R_D g_m}{1 + \lambda I_{Da} R_D} = 2 \frac{R_D}{|U_p|} \frac{\sqrt{I_{Da} I_{D_{ss}}}}{1 + \lambda I_{Da} R_D} \quad (\text{F33})$$

Daraus errechnet man R_D :

$$R_D = \frac{|V_u|}{\frac{2}{|U_p|} \sqrt{I_{Da} I_{D_{ss}}} - |V_u| \lambda I_{Da}} \quad (\text{F34})$$

Einsetzen von R_D aus Gln. (F34) in den vorigen Rechnungsgang liefert für $I_{D_{mid}}$ in ähnlicher Weise

$$I_{D_{mid}} = \frac{4 I_{D_{ss}}}{|V_u U_p|^2} \left(\frac{U_{DD+} U_p}{2 + \frac{1}{|v_u|}} \right)^2 \left(\frac{1}{1 + \frac{\lambda (U_{DD+} U_p)}{2 + \frac{1}{|v_u|}}} \right)^2 \quad (\text{F35})$$

Das Ergebnis wurde so dargestellt, daß der rechte Klammerausdruck den Einfluß des Ausgangsleitwerts in Form eines Korrekturfaktors wiedergibt. Für $\lambda = 0$ geht der gesamte Ausdruck über in Gln.(F29).

- Bei NF-JFET (langkanalig) entspricht die Wurzelproportionalität $\frac{g_{22a}}{g_{22x}} = \left(\frac{I_{Da}}{I_{dx}} \right)^{\frac{1}{2}}$ besser der Wirklichkeit.

Dann errechnet sich in ähnlicher Weise für den Drainstrom:

$$I_{D_{mid}} = \frac{4 I_{D_{ss}}}{|V_u U_p|^2} \left(\frac{U_{DD+} U_p}{2 + \frac{1}{|v_u|}} \right)^2 \left(1 - \frac{g_{22x} |v_u U_p|}{2 \sqrt{I_{D_{ss}} I_{D_x}}} \right)^2 \quad (\text{F36})$$

Auch hier wurde eine Darstellung gewählt, die gut einen Vergleich mit dem Ergebnis ohne Berücksichtigung von g_{ds} erlaubt.

Der Drainwiderstand wird:

$$R_D = \frac{|v_u U_p|}{2 \sqrt{I_{D_{ss}} I_{Da}}} \left(\frac{1}{1 - \frac{g_{22x} |v_u U_p|}{2 \sqrt{I_{D_{ss}} I_{D_x}}}} \right) \quad (\text{F37})$$

wobei I_{D_x} und g_{22x} ein Wertepaar für g_{22} bei einem bestimmten Drainstrom ist. (Datenblattangabe)

F.4.4.4 Bemessung der Kapazitäten

Die **Koppelkondensatoren Ck1 und Ck2** werden wie beim Verstärker mit BJT berechnet (siehe Kap. K.3.1 dieses Skriptums)

Überbrückungskondensator Cs :

$$u_{gs} = u_1 - u_s = u_1 - i_d Z_S; \quad Z_S = \frac{1}{pC_s + \frac{1}{R_s}}$$

liefern:

$$i_d = g_m u_{gs}; \quad \rightarrow u_{gs} = \frac{i_d}{g_m}$$

eingesetzt und nach i_d aufgelöst:

$$i_{d(\bar{h})} = \frac{u_1}{Z_S + \frac{1}{g_m}} = u_1 g_m \frac{1}{1 + g_m Z_S}$$

$$i_{d(\bar{h})} = u_1 \frac{g_m}{1 + R_s g_m} \frac{1 + pC_s R_s}{1 + \frac{pC_s R_s}{1 + R_s g_m}} = K \frac{1 + pC_s R_s}{1 + \frac{pC_s R_s}{1 + R_s g_m}}$$

Daraus: Nullstelle: $\omega_N = \frac{1}{C_s R_s}$ Polstelle: $\omega_P = \frac{1 + g_m R_s}{C_s R_s}$ wobei: $\omega_P = \omega_N (1 + g_m R_s)$

Damit ergeben sich eine untere Grenzfrequenz (-3 dB)

$$f_u = \frac{\omega_P}{2\pi} = \frac{1 + g_m R_s}{2\pi C_s R_s} \quad (\text{F38})$$

und ein minimaler Überbrückungskondensator:

$$C_s = \frac{1 + g_m R_s}{2\pi f_u R_s} \quad (\text{F38a})$$

Alle drei Kapazitäten üben gleichzeitig einen Einfluß auf die untere Grenzfrequenz aus.

Da C_s die größte Kapazität aufweist, legt man in der Praxis den von ihm erzeugten Pol auf die untere Grenzfrequenz und verschiebt die Pole von C_{k1} und C_{k2} auf einen um den Faktor 10 tieferen Wert. Dann wird die untere Grenzfrequenz nur mehr von C_s bestimmt, und trotzdem bleiben die Werte von $C_{k1,2}$ in einem vernünftigen Bereich.

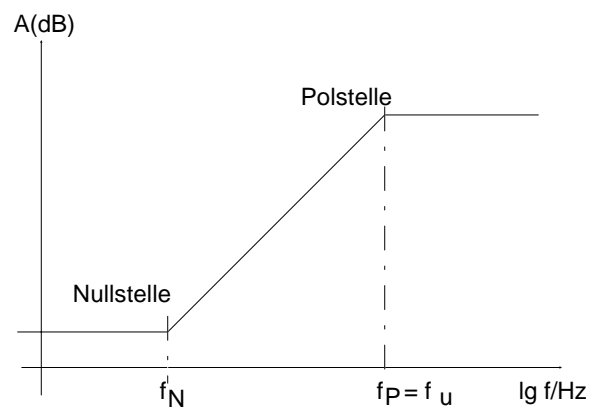


Abb. F4-4: Einfluß des Cs auf den Frequenzgang

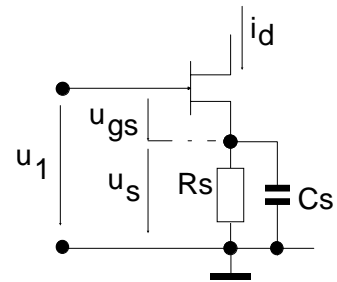


Abb. F4-3: Zur Berechnung des Cs

F.4.4.5 Zahlenbeispiel

Es sind $I_{D_{mid}}$, R_D , R_S für einen A.P. in der Mitte des Austeuerbereichs zu berechnen.

JFET: BFW10; $U_{DD} = 18V$; $V_{Umin} = -10$;

Kleinste Verstärkung tritt bei kleinster Steilheit auf. Diese liegt bei der äußeren Grenzkennlinie der Steuercharakteristik vor.

Aus Datenblatt: $U_p = -8V$; $I_{DSS} = 20\text{ mA}$; $g_{ds}|_{20mA} = 85\mu S \rightarrow \lambda = \frac{g_{ds}}{I_{Da}} = \frac{85\mu S}{20mA} = 4,25 \cdot 10^{-3} \frac{1}{V}$

$$I_{D_{mid}} = \frac{4 \cdot 20mA}{(10 \cdot 8V)^2} \left(\frac{18V - 8V}{2 + \frac{1}{10}} \right)^2 \left(\frac{1}{1 + \frac{10 \cdot 4,25 \cdot 10^{-3}}{2 + \frac{1}{10}}} \right)^2 = 283\mu A \cdot 0,96 = 272\mu A$$

R_D aus Gl. (F34):

$$R_D = \frac{10}{\frac{2}{8V} \cdot \sqrt{0,272mA \cdot 20mA} - 10 \cdot 4,25 \cdot 10^{-3} \cdot 0,272 \frac{mA}{V}} = 17,4\text{ k}\Omega$$

R_S aus Gl. (F32b):

$$R_S = -\frac{U_{GSa}}{I_{D_{mid}}} = -\frac{U_p}{I_{D_{mid}}} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D_{mid}}}{I_{DSS}}} \right) = \frac{8V}{278\mu A} \left(1 - \sqrt{\frac{0,278}{20}} \right) = 26k\Omega$$

Kontrollrechnung für V_u mit Gl. (F33)

$$|V_u| = \frac{R_D g_m}{1 + \lambda I_{Da} R_D} = 2 \frac{R_D}{|U_p|} \frac{\sqrt{I_{Da} I_{DSS}}}{1 + \lambda I_{Da} R_D} = \frac{2 \cdot 17,43k\Omega}{8V} \frac{\sqrt{0,272mA \cdot 20mA}}{1 + 4,25 \cdot 10^{-3} \cdot 0,272mA \cdot 17,43k\Omega} = 10,0$$

Kontrolle der Drain-Source-Masche:

$\hat{u}_a = I_{D_{mid}} R_D = 0,272mA \cdot 17,43k\Omega = 4,73V$ liefert zusammen mit (F24) in (F28) eingesetzt:

$$U_{DD} = 8V + 4,73V \left(2 + \frac{1}{|V_u|} \right) = 17,93V \approx 18V!$$

Bei JFET, die keine ausgesprochenen HF-Transistoren sind, bildet der Zusammenhang $g_{22} \sim \sqrt{I_{Da}}$ den realen Verlauf besser ab.

- Unter Verwendung der Wurzelproportionalität für g_{22} wird der Korrekturfaktor

$$\left(1 - \frac{g_{22x}|V_u|U_p}{2 \cdot \sqrt{I_{DSS} I_{Dx}}} \right)^2 = \left(1 - \frac{85\mu S \cdot 10 \cdot 8V}{2 \cdot \sqrt{20mA \cdot 20mA}} \right)^2 = 0,69$$

und für den Drainstrom:

$$I_{D_a} = 272\mu A \cdot 0,69 = 187\mu A$$

Common-Source Output Conductance vs Drain Current

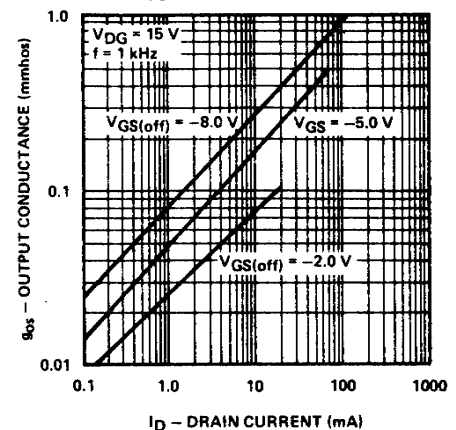


Abb. F4-5: Ausgangsleitwert eines J-FET

F.4.5 Lehrbeispiel 2

MOS- Sourcefolger mit aktiver Last.

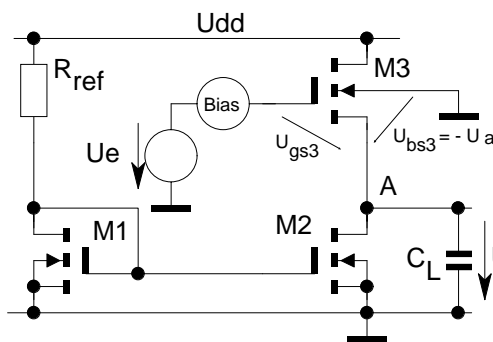


Abb. F4-6: Sourcefolger mit Stromspiegel als Last

In integrierten Analogschaltungen werden Ohm- Widerstände häufig durch Transistoren bzw. Stromquellen oder -Spiegel ersetzt. Im nebenstehenden Beispiel bilden M₁ und M₂ einen Stromspiegel. Mit dem Referenzwiderstand R_{ref} wird der Ruhestrom (Arbeitspunkt) des M₃ eingestellt. Da bei MOS-Schaltungen der Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe praktisch nur kapazitiv ist, wird der Verstärker nur mit einer Kapazität C_L belastet.

Man ermittle die frequenzabhängige Spannungsverstärkung $V_u = \frac{U_a}{U_e}$.

Der Verstärkertransistor M₃ erfährt über die Ausgangsspannung U_a eine Substratsteuerung, die berücksichtigt werden muß. Zudem sollen die Transistorkapazitäten C_{ds3}, C_{bs3}, C_{bd2}, C_{gd2} einbezogen werden. ("b" = "Body, Substrat".)

Zur Vereinfachung der Rechnung werden die Transistorkapazitäten **zunächst** weggelassen und erst später berücksichtigt.

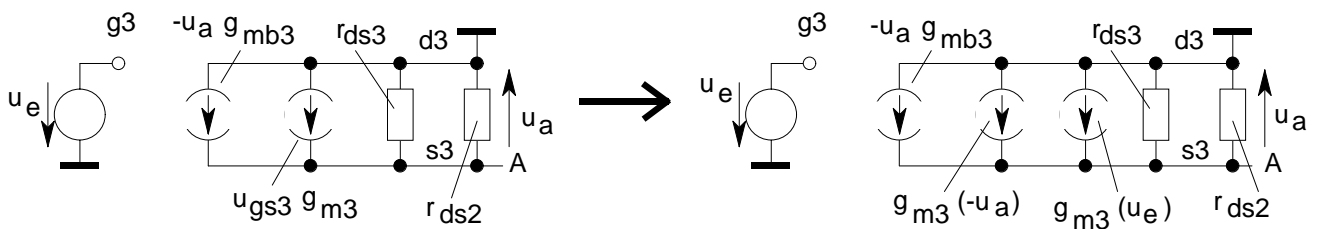


Abb.4-7: Kleinsignal-Ersatzbild für den Ausgangsknoten A

M₃ wird nicht nur von u_{gs3} gesteuert, die Source-Substratspannung u_{bs3} steuert den i_{D3} zusätzlich über die Substratsteilheit g_{mb3}. Aus Abb. F4-6 ist zu entnehmen, dass $u_{gs3} = u_e - u_a$. Damit lässt sich die gesteuerte Quelle $u_{gs3} g_{m3}$ aufspalten in die Quellen $g_{m3} u_e$ und $g_{m3} (-u_a)$.

In einem weiteren Schritt werden die sich mit ihrer Ausgangsspannung u_a selbst steuernden Stromquelle durch Leitwerte ersetzt. Erläuterung in Abb. F4-9.

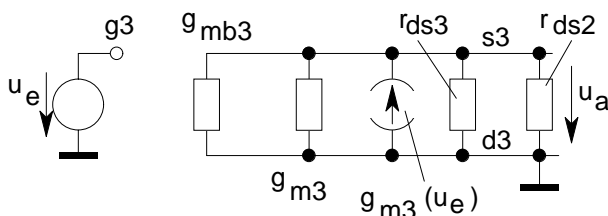
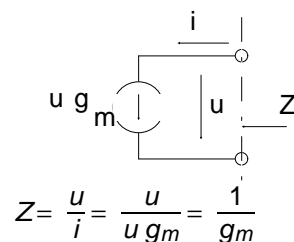


Abb.F4-8:Umgeformtes Ersatzbild ohne Kapazitäten



$$Z = \frac{u}{i} = \frac{u}{u g_m} = \frac{1}{g_m}$$

Abb. F4-9: Selbstgesteuerte Stromquelle

Bei **Berücksichtigung der Kapazitäten** entsteht folgendes Ersatzbild:

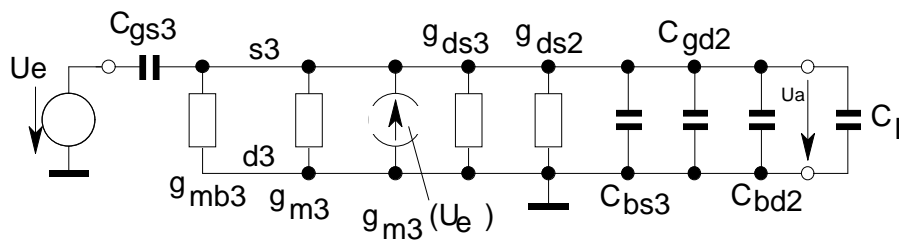


Abb.F4-10: ESB mit Kapazitäten

Ersetzt man

$$R_A = \frac{1}{g_{m3} + g_{mb3} + g_{ds3} + g_{ds2}}$$

und berücksichtigt, dass die Sperrschichtkapazitäten des Substrats überwiegen, wird

$$C_A \approx C_L + C_{bs3} + C_{bd2}$$

Das ESB lässt sich auf die Schaltung in Abb.F4-11 reduzieren:

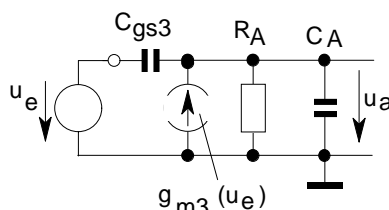


Abb.F4-11: Reduziertes ESB

Nach Rechnung entsteht die Übertragungsfunktion der Verstärkung:

$$A(p) = \frac{u_a}{u_e} = g_{m3} R_A \frac{1 + \frac{p C_{gs3}}{g_{m3}}}{1 + p(C_{gs3} + C_A) R_A} \quad (F39)$$

mit der Polstelle: $f_P = \frac{g_{m3} + g_{mb3} + g_{ds2} + g_{ds3}}{2\pi (C_{gs3} + C_A)}$ (F40)

und der Nullstelle: $f_N = \frac{g_{m3}}{2\pi C_{gs3}}$ (F40a)

Für tiefe Frequenzen wird: $A_0 = \frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{mb3} + g_{ds2} + g_{ds3}}$ (F41)

Bei hohen Frequenzen koppelt C_{gs3} das Eingangssignal direkt auf den Ausgang durch und es entsteht die Verstärkung: $A_\infty = \frac{C_{gs3}}{C_{gs3} + C_A}$

Damit ergibt sich der **typische Frequenzgang**:

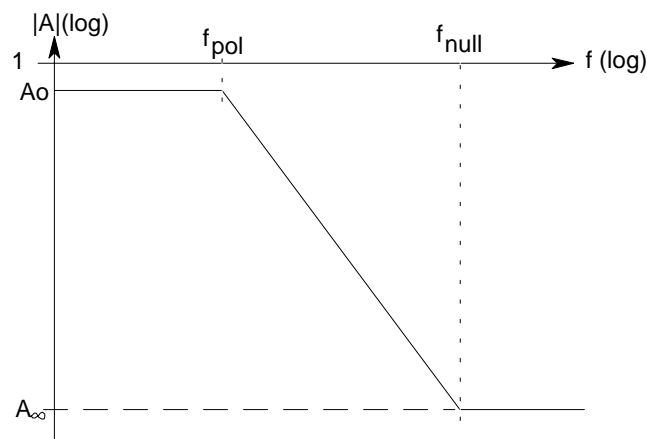


Abb.F4-12: Frequenzgang des Sourcefolgers

Typ. Zahlenwerte für einen integrierten Sourcefolger:

$I_{Da} = 50 \mu A$, $g_m = 0,2 \text{ mS}$, $g_{ds} = 1,5 \mu S$, $g_{mb} = 40 \mu S$,
 $C_{bd} = 15 \text{ fF}$, $C_{gs} = 30 \text{ fF}$, $C_{bs} = 18 \text{ fF}$, $C_L = 1 \text{ pF}$.

$$A_0 = 0,2 \frac{\text{mS}}{200\mu\text{S} + 40\mu\text{S} + 3\mu\text{S}} = 0,823$$

Polstelle:

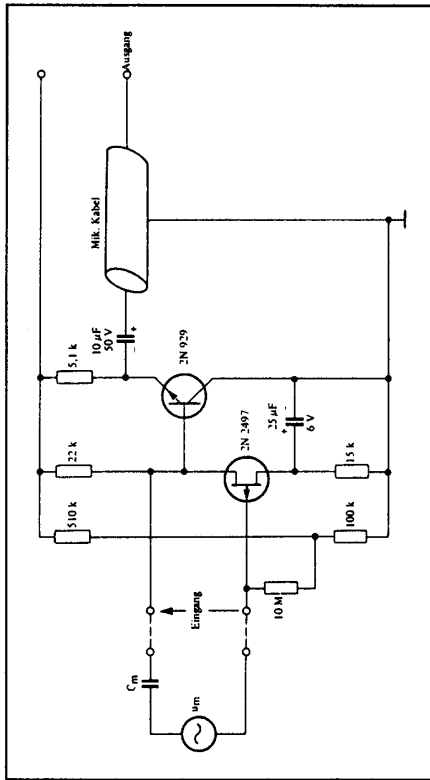
$$f_P = \frac{243\mu\text{S}}{2\pi (30\text{fF} + 1\text{pF} + 18\text{fF} + 15\text{fF})} = 36,4\text{MHz}$$

Nullstelle:

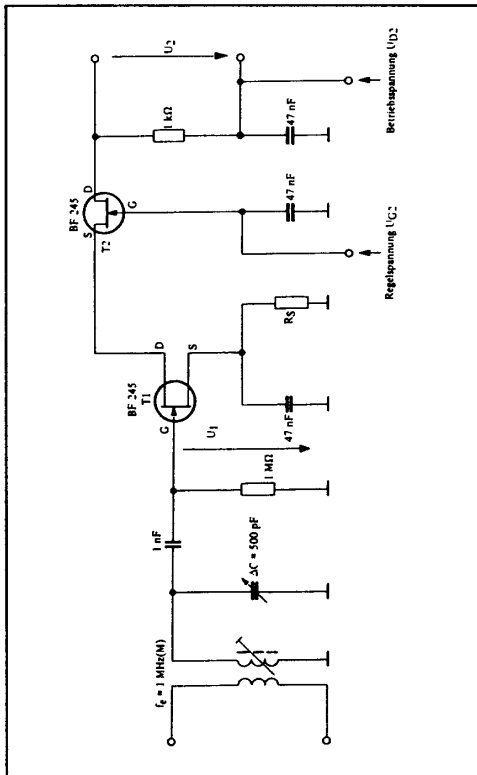
$$f_N = \frac{200\mu\text{S}}{2\pi 30\text{fF}} = 1,06\text{GHz}$$

Die Schaltung ist schnell und deshalb gut geeignet, kapazitive Lasten zu puffern.

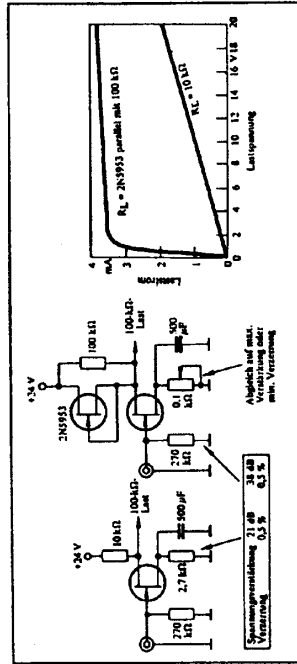
F.5 Schaltungsbeispiele



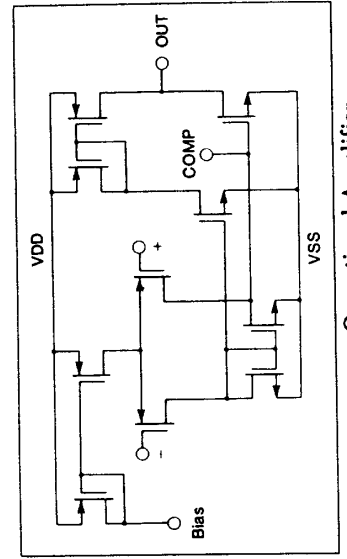
Kondensatormikrofon-Vorverstärker



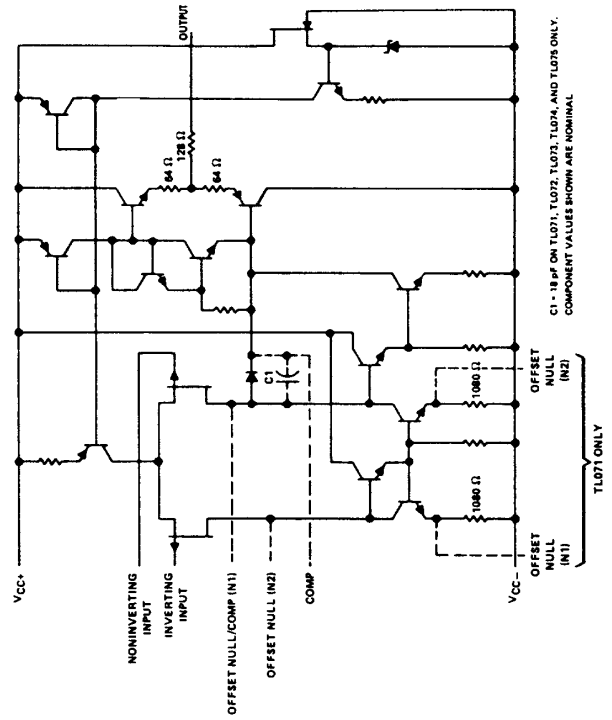
HF-Vorstufe mit zwei FET in Kaskodenschaltung



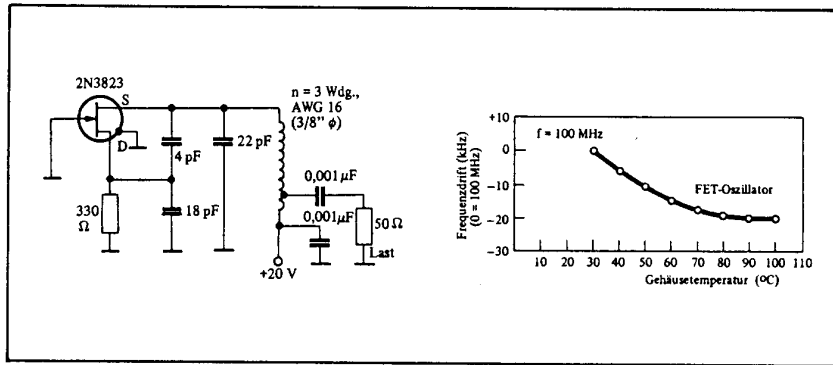
FET als Lastwiderstand



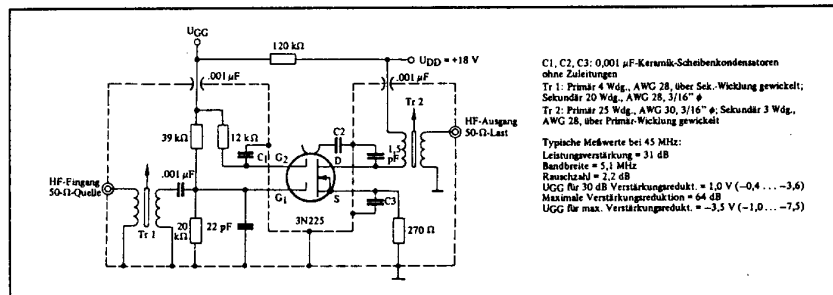
Operational Amplifier



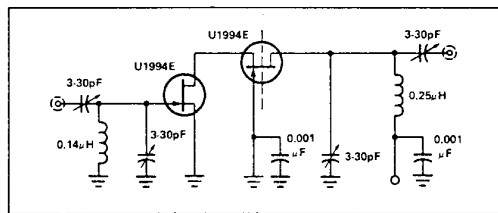
BIFET-Operationsverstärker



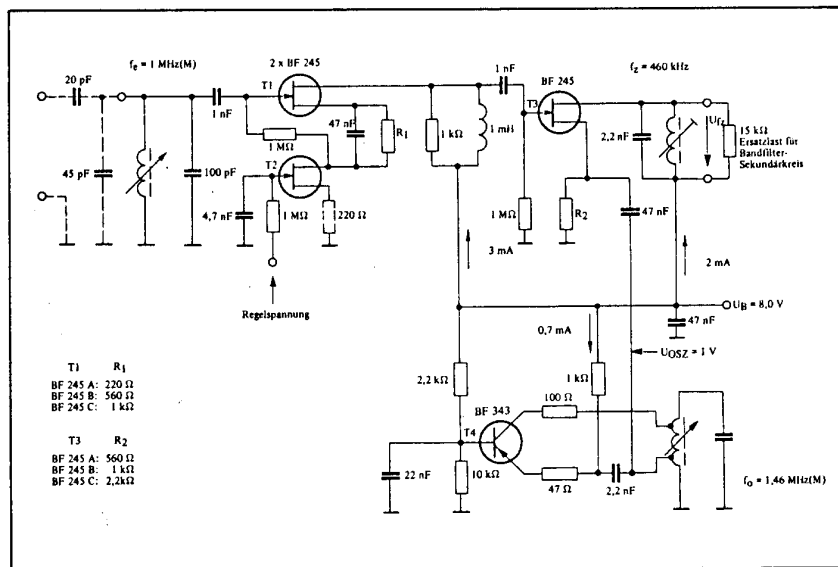
100-MHz-FET-Oszillator



45-MHz-MOSFET-Verstärker



80 MHz Cascode Amplifier



AM-Vorstufe und Mischstufe für Autoempfänger

F.O Zusammenstellung der Kleinsignal-Impedanzen von BJT und FET.

BJT:

Bei den Berechnungen wurde stets $\beta \gg 1$ verwendet.

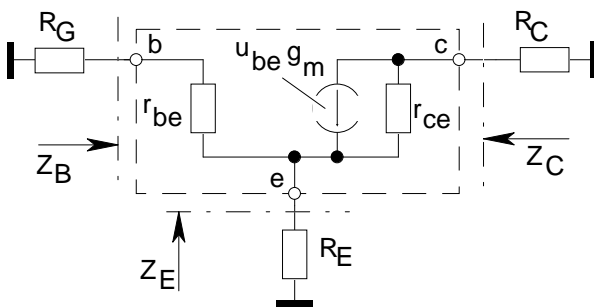
Für die Kleinsignal-Modellparameter gilt:

$$r_{be} = \beta \cdot r_e = \frac{\beta}{g_m} \gg r_e; \text{ mit } r_e = \frac{1}{g_m} = \frac{U_T}{I_{Ea}} \approx \frac{U_T}{I_{Ca}} \quad (\text{FO1})$$

$$r_{ce} = \frac{U_{AF} + U_{CEa}}{I_{Ca}} \approx \frac{U_{AF}}{I_{Ca}} = \frac{U_{AF} r_{be}}{\beta U_T} \quad (\text{FO2})$$

mit den typischen Werten: $U_{AF} = 80V$, $\beta = 100$; $U_T = 26mV$ wird

$$\frac{r_{ce}}{r_{be}} \approx \frac{80V}{2,6V} \approx 30, \quad \text{damit gilt meist: } r_{ce} \gg r_{be} \gg r_e \quad (\text{FO3})$$



Die angegebenen Impedanzen Z_B , Z_E , Z_C werden an den Klemmen des Ts. **in den Transistor hinein** gemessen und zählen **gegen Masse**, wobei der an der jeweiligen Klemme angeschlossene externe Widerstand **nicht parallel zu schalten ist**.

z.B.: Z_B ist nur von den Modellparametern, R_E und R_C abhängig, nicht aber von R_B !

$$Z_B = r_{be} + \frac{\beta R_E}{1 + \frac{R_C + R_E}{r_{ce}}} \quad (\text{FO4})$$

$$Z_B \approx r_{be} + \beta R_E = r_{be} (1 + g_m R_E) \quad \text{für } r_{ce} \gg (R_C + R_E) \quad (\text{FO4a})$$

$$Z_E = \frac{R_G + r_{be}}{\beta} = \frac{R_G}{\beta} + r_e = \frac{R_G}{\beta} + \frac{1}{g_m} \quad (\text{FO5})$$

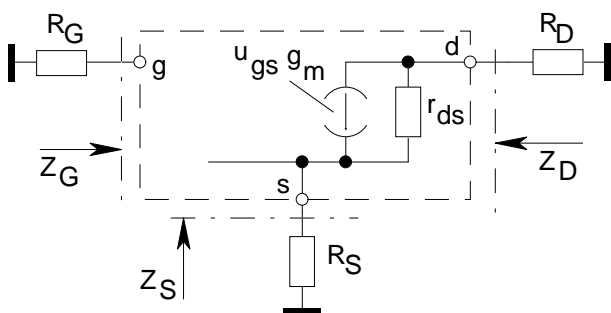
$$Z_C = r_{ce} \left(1 + g_m \frac{r_{be} R_E}{r_{be} + R_E + R_G} \right) \quad (\text{FO6})$$

$$Z_C \approx r_{ce} \left(1 + g_m (R_E // r_{be}) \right) \quad \text{für } R_G \rightarrow 0 \quad (\text{FO6a})$$

$$\approx r_{ce} \quad \text{für } R_E \rightarrow 0 \quad (\text{FO6b})$$

$$\approx r_{ce} (1 + \beta) \approx r_{ce} \beta \quad \text{für } R_E \gg r_{be} + R_G \quad (\text{FO6c})$$

FET:



$$Z_G \rightarrow \infty \quad (\text{FO7})$$

$$Z_D = r_{ds} (1 + g_m R_S) \quad (\text{FO8})$$

$$Z_S = \frac{1 + \frac{R_D}{r_{ds}}}{g_m + g_{ds}} \quad (\text{FO9})$$

$$Z_S \approx \frac{1}{g_m + g_{ds}} \quad \text{für } R_D \ll r_{ds} \quad (\text{FO9a})$$

$$\text{mit } g_m = \frac{2}{|U_{T0}|} \sqrt{I_{Da} I_{Dss}} \quad \text{für selbstleitende FET und}$$

$$g_m = 2 \sqrt{\beta_m I_{Da}} \quad \text{für selbstsperrende FET}$$

Außerdem gilt: $I_{Dss} = \beta_m U_{T0}^2$