

Transistors à effet de champ pour amplificateurs vidéo

Le transistor à effet de champ se prête particulièrement bien aux applications d'amplification vidéo. Des produits gain-bande supérieurs à 250 MHz peuvent être atteints en utilisant un ou deux étages à transistors. Des résistances DC d'entrée de l'ordre de la dizaine de mégohms peuvent aussi être obtenues tandis que les capacités d'entrée peuvent être réduites à moins de 1 pF par l'emploi de techniques bien connues. On rencontre de tels amplificateurs dans les circuits de communications et d'impulsions opérant jusqu'à 100 MHz.

Comportement de la résistance d'entrée

Un paramètre fondamental, l'impédance d'entrée, a un effet prépondérant dans la détermination de la réponse en fréquence d'un amplificateur vidéo. Ce n'est pas un simple réseau RC mais un circuit dans lequel les parties réelle et imaginaire sont dépendantes de la fréquence.

La résistance interne, R_g , du générateur de tension d'attaque et l'impédance d'entrée Z_{in} du FET forment un réseau d'atténuation sensible à la fréquence. Plus grande sera R_g , plus mauvaise sera la réponse en fréquence et vice versa.

Pour examiner cela dans le détail, considérons le circuit d'entrée équivalent d'un FET travaillant en source commune

où R_{gs} et R_{gd} = résistances série de structure de gate

C_{gs} et C_{gd} = capacités série de structure de gate

g_{oss} = conductance de sortie.

Pour cette analyse, la résistance de fuite gate-source a été ignorée en raison de sa très grande valeur. On peut alors redessiner le circuit d'entrée équivalent comme un simple réseau RC parallèle.

où $G_1 = \text{Re } |Y_{in}| =$

$$\frac{\omega^2 [T_1 C_1 (1 + \omega^2 T_2^2) + T_2 C_2 (1 + \omega^2 T_1^2)]}{1 - (\omega^2 T_1 T_2)^2 + \omega^2 (T_1^2 + T_2^2)}$$

et $B_1 = \text{Im } |Y_{in}|$

$$= \frac{\omega [C_1 (1 + \omega^2 T_2^2) + C_2 (1 + \omega^2 T_1^2)]}{1 - (\omega^2 T_1 T_2)^2 + \omega^2 (T_1^2 + T_2^2)}$$

avec $T_1 = C_{gd} R_{gd}$

$T_2 = C_{gs} R_{gs}$

On constate que la réactance d'entrée est inversement proportionnelle à la fréquence (fig. 3), alors que la résistance d'entrée est inversement proportionnelle au carré de celle-ci (fig. 3 et 4). Ainsi dans des configurations source commune $\frac{1}{G_1}$ tombe-

ra à moins de 2 k Ω en valeur typique à 100 MHz alors que C_1 restera pratiquement constante jusqu'aux environs de 1 000 MHz. Les figures 3 et 4 montrent ces relations.

Afin de maintenir une faible capacité d'entrée et donc une grande impédance d'entrée sur une large bande de fréquences, des contre-réactions peuvent être appliquées à la plupart des circuits. Les effets de R_g sur la réponse en fréquence sont montrés sur les figures 6, 9, 11, 13 où diverses configurations d'amplificateurs sont passées en revue.

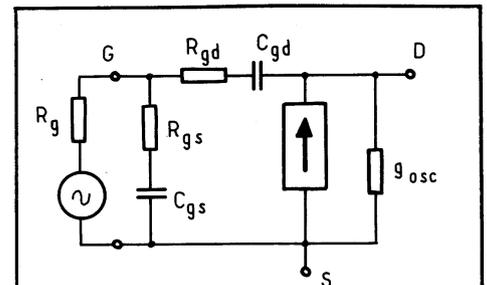


Fig. 1.

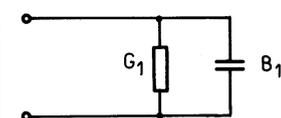


Fig. 2.

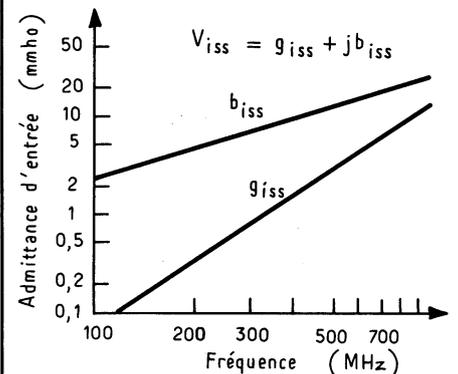
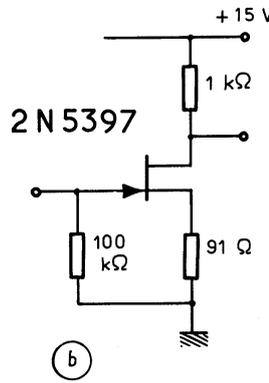
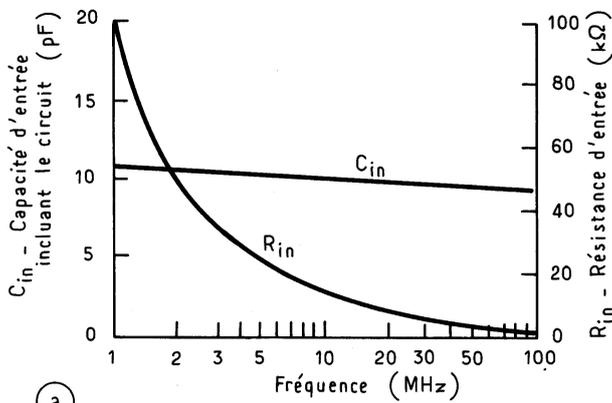


Fig. 3.



$$R_D = 560 \Omega$$

$$R_S = 47 \Omega$$

Performances mesurées :

La figure 6 montre la réponse en fréquence du circuit. Le gain basse fréquence mesuré est de 4,5 et la bande passante à -3 dB atteint 44 MHz, donnant ainsi un produit gain-bande de 197 MHz à comparer au produit gain-bande calculé de 191 MHz.

Effet d'un accroissement de l'impédance du générateur d'attaque

Si la résistance R_g du générateur est augmentée à $1 \text{ k}\Omega$ la constante de temps d'entrée du FET est accrue. La bande passante de l'amplificateur est alors déterminée principalement par la constante de temps d'entrée qui consiste en l'impédance du générateur ($R_g = 1 \text{ k}\Omega$) shuntée par C_{in} (fig. 7)

$$\text{où } C_{in} = \left(1 + \frac{g_{fs} R_D}{1 + g_{fs} R_S} \right) C_{gd}$$

$$+ \left(1 - \frac{g_{fs} R_S}{1 + g_{fs} R_S} \right) C_{gs}$$

+ Strays

$$= (5,9 \times 3,5) + (0,6 \times 10) + 3.$$

$$C_{in} = 30 \text{ pF}$$

$$\text{où } C_{gd} = 3,5 \text{ pF}$$

$$C_{gs} = 10 \text{ pF}.$$

La fréquence correspondante à -3 dB est donnée par :

$$\omega_3 = \frac{1}{C_{in} R_g}$$

$$= \frac{1}{30 \times 10^{-12} \times 10^3} = \frac{10^9}{30}$$

$$f_3 = 5,3 \text{ MHz}$$

ce qui correspond parfaitement à la bande passante mesurée figure 6.

Circuit source commune avec self de shunt

La réponse en fréquence d'un circuit source commune chargé par une résistance peut être étendue de façon significative par l'adjonction d'une self dans la gate et/ou dans le drain. Considérons tout d'abord le circuit de gate.

Ici une inductance peut être connectée en shunt avec la gate et ajustée de façon à former un circuit accordé avec la capacité d'entrée du FET. La réponse en fréquence est déterminée par :

Fig. 4.

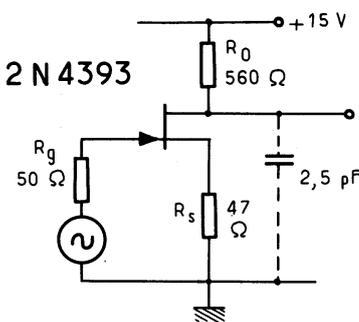


Fig. 5.

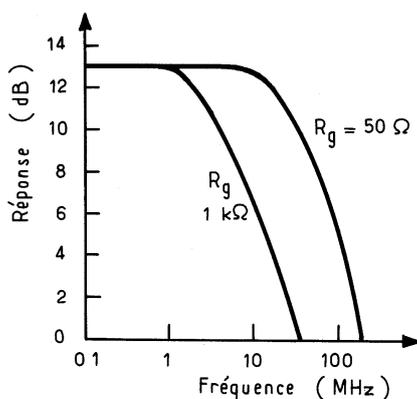


Fig. 6.

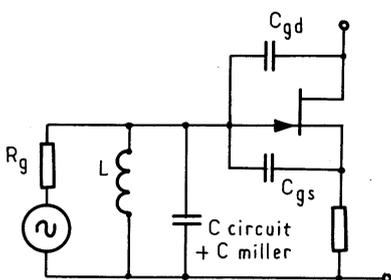


Fig. 7.

Cinq circuits d'amplificateurs vidéo sont étudiés. Ce sont :

- la configuration source commune ;
- la configuration source commune avec self de shunt ;
- la source suiveuse ;
- l'amplificateur cascade ;
- les FET et bipolaire en cascade.

Circuit source commune

Le circuit de la figure 5 présente une grande impédance d'entrée et un fort gain en tension. La résistance de drain est fixée à 560Ω pour maintenir une bonne bande passante qui, avec les 50Ω du générateur d'attaque, est déterminée principalement par les composants de charge du drain. Ce sont :

$$R_D = 560 \Omega$$

$$C_T = C_{gd} + C_D + C_S$$

$$C_{gd} = 2,0 \text{ pF},$$

$$C_D \text{ de la sonde} = 2,0 \text{ pF}.$$

et C_S capacité parasite de câblage du circuit = 3 pF

$$C_T = 2 + 2 + 3 = 7 \text{ pF}$$

La pulsation à -3 dB ω_3 est donnée par

$$\omega_3 = \frac{1}{C_T R_D}$$

$$\omega_3 = \frac{1}{7 \times 10^{-12} \times 560}$$

$$\omega_3 = 255 \times 10^6$$

$$f_3 = 39 \text{ MHz}$$

Le gain en tension basse fréquence pour ce montage est :

$$A_V = \frac{g_{fs} R_D}{1 + g_{fs} R_S}$$

$$A_V = 4,9$$

où $g_{fs} = 15 \text{ ms}$ quand $I_D = 12 \text{ mA}$ au repos

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{in}}}$$

où $C_{in} = C_{iss} + C_{stray} + C_{Miller}$

La réponse à un signal d'entrée de fréquence f_o sera accrue en fonction du coefficient de qualité Q du circuit accordé. Le Q du circuit chargé est dépendant du coefficient de qualité non chargé de l'inductance L , de R_g et de la résistance d'entrée du FET.

Considérons maintenant la self dans le circuit de drain. Dans la figure 8, l'inductance L est ajustée à une valeur telle qu'on forme un circuit accordé à faible coefficient de qualité. La capacité C de résonance est la combinaison parallèle de C_{gd} et des capacités de circuit et de charge. Pour une réponse plate, le circuit LC est accordé sur la fréquence à -3 dB du circuit chargé de la figure 5 (voir l'appendice).

La valeur requise pour L est :

$$L = \frac{R_D^2 C}{2} \text{ et pour le circuit fig. 8}$$

$$= 0,78 \mu H$$

où $R_D = 560 \Omega$

$$C = C_{gd} + C_{stray} + C_{VTVM\ PROBE}$$

$$C = 1,2 + 1,3 + 2,5 = 5 \text{ pF}$$

En raison de la faible valeur de Q (environ 5), la valeur de L n'est pas critique.

La bande à -3 dB montrée fig. 9 s'étend maintenant à 67 MHz donnant un produit gain bande de :

$$67 \times 4,2 = 281 \text{ MHz.}$$

Quand T_S est découplée par un condensateur de $0,1 \mu F$, le gain basse fréquence est simplement donné par :

$$A_V = g_{fs} R_D = 15 \times 10^{-3} \times 560 = 8,4 \text{ (18,5 dB).}$$

Le produit gain bande tend à rester constant que R_S soit découplée ou non. Cet effet est montré fig. 9.

Circuit source suiveuse

Un 2N 5397 est utilisé dans un circuit source suiveuse (fig. 10) en raison de sa faible capacité d'entrée et de son g_{fs} qui reste grand dans la bande de fréquence qui nous intéresse. Une source suiveuse présente une grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie. La partie réelle de l'impédance de sortie est l'inverse de g_{fs} qui est indépendant de la fréquence jusqu'à environ 600 MHz. La capacité d'entrée est $C_{gd} + C_{gs} (1 - AV)$ qui, dans ce cas, est approximativement $1,5$ pF maximum. La capacité d'en-

trée est aussi indépendante de la fréquence et de la charge lorsque cette dernière est plus grande que la résistance de sortie T_O .

La réponse en fréquence est principalement fonction de l'impédance interne du générateur d'attaque. Par exemple lorsque R_g est augmentée à $1 \text{ k}\Omega$, la bande passante tombe à 80 MHz . Dans ce circuit particulier, le gain en tension basse fréquence est de $0,94$.

La résistance d'entrée est proportionnelle à $\frac{1}{f^2}$ comme expliqué au pa-

ragraphe « comportement de la résistance d'entrée » et deviendra négative en haute fréquence surtout si la résistance de source est grande. Par exemple, avec le circuit fig. 10, la résistance d'entrée est forte à 10 MHz mais sera négative à 100 MHz . Cependant, lorsque R_S est égale à 1000Ω , la résistance d'entrée est réelle à cette fréquence.

Le gain d'un étage source suiveuse est donné par :

$$A_V = \frac{g_{fs} R_S}{1 + g_{fs} R_S}$$

De plus, A_V est presque indépendant de R_S lorsque R_S est grande. En utilisant les valeurs typiques pour le 2N 5397 dans la figure 10 où le courant de drain est de 3 mA , g_{fs} vaut 5 mS et R_S $4,7 \text{ k}\Omega$,

$$A_V = 0,96$$

ce qui est proche de la valeur mesurée : $0,94$. Les performances mesurées sont montrées figure 11. La résistance de sortie de l'étage est donnée par :

$$R_o = \frac{1}{g_{fs}} = \frac{1}{5 \times 10^{-3}} = 200 \Omega$$

Dans ce circuit R_o fut mesurée à 165Ω . Le montage source suiveuse est un circuit très utile qui peut être utilisé en tant qu'adaptateur d'impédance, translateur de niveau, étage buffer ou comme étage d'entrée d'un amplificateur opérationnel ou contre-réactionné.

Circuit cascade

Le circuit cascade trouve des applications comme amplificateur buffer dans les oscillateurs à haute stabilité ou dans les amplificateurs de puissance faible niveau à cause de sa caractéristique de transfert (faible capacité inverse). Les avantages et les considérations pour cette configuration (fig. 12) sont similaires à celles énoncées pour le circuit source commune. Un avantage supplémentaire existe dans le circuit

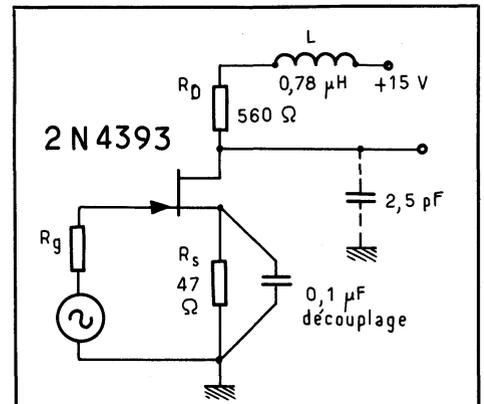


Fig. 8.

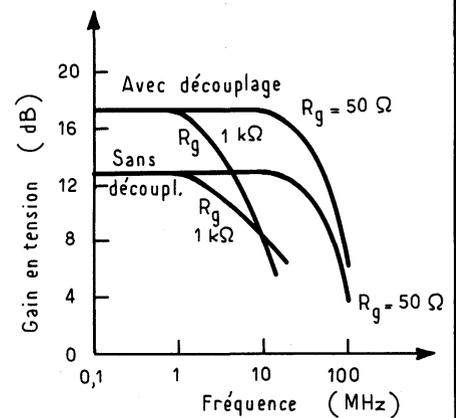


Fig. 9.

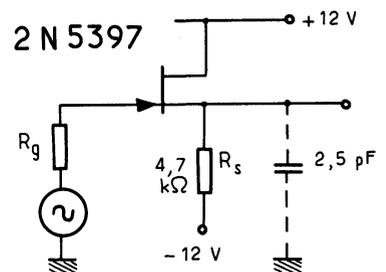


Fig. 10.

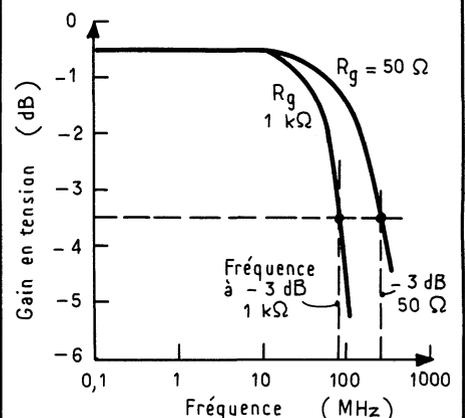


Fig. 11.

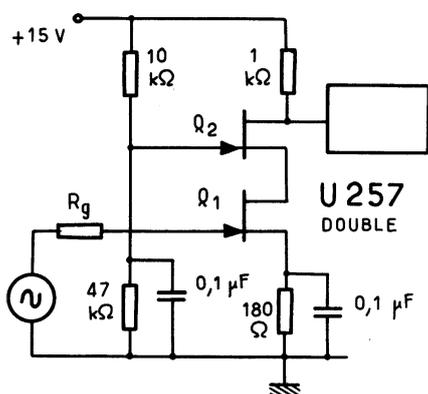


Fig. 12.

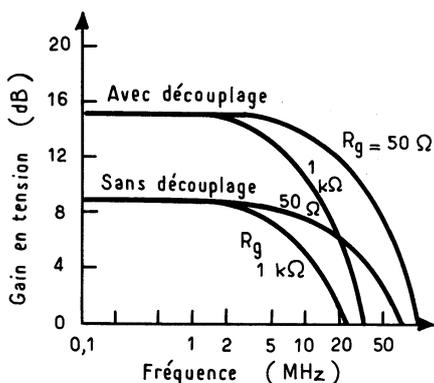


Fig. 13.

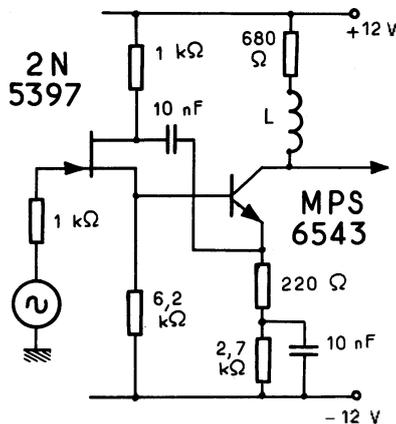


Fig. 14.

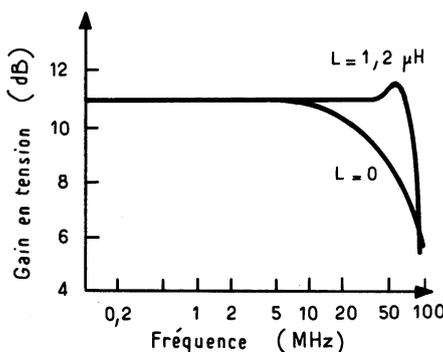


Fig. 15.

cascode ; la faible capacité d'entrée :

$$C_{in} = C_{gs} + (1 - A_V) C_{dg}$$

$$C_{in} = C_{iss} + C_{gd}$$

où A_V est le gain en tension entre la gate et le drain de Q_1 , lequel est pratiquement égal à 1. C_{iss} pour le U 257, FET double, est de 5 pF et C_{dg} est de 1 pF, d'où :

$C_{in} = 5 + 1 = 6$ pF à l'exclusion des capacités de circuits (4 pF).

De plus l'effet Miller est minimisé et un bon produit gain-bande est obtenu.

La figure 13 montre la réponse en fréquence d'un étage cascode. Le gain en tension en basse fréquence est de 15 dB ($\times 5,6$) et la bande passante 24,5 MHz avec une impédance de générateur de 50 Ω. Le produit gain-bande est de 137 MHz.

FET et bipolaire en cascade

La combinaison FET et transistor de la figure 14 donne un bon amplificateur vidéo car le FET procure une grande impédance d'entrée alors que le bipolaire apporte du gain en tension. L'ensemble permet d'obtenir un meilleur produit gain-bande. La capacité de contre-réaction alternative couple l'émetteur au drain. La tension alternative sur la gate est pratiquement égale à celle sur la source. Cette tension source est couplée en continu à la base. De plus, au niveau du FET, $v_g \approx v_s = v_d$ et les trois signaux sont en phase. De cette façon, l'effet Miller est largement éliminé.

La réponse en fréquence de ce circuit est contrôlée par la constante de temps de sortie si le F_t du bipolaire est beaucoup plus grand que la bande passante de l'amplificateur. Dans le montage présenté, la charge alternative est de 2,5 pF.

Conclusion

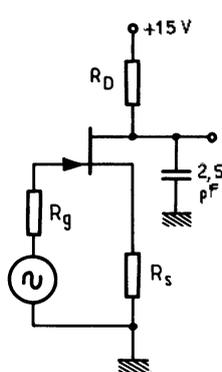
La résistance d'entrée d'un FET est inversement proportionnelle au carré de la fréquence, alors que la capacité d'entrée reste constante jusqu'à 1 000 MHz.

Plusieurs configurations d'amplificateurs vidéo sont considérées. Le premier montage est une source commune : dans l'exemple, le gain basse fréquence est 4,5 et la bande passante à -3 dB est 44 MHz (produit gain-bande 197 MHz).

En utilisant une self dans le circuit de drain, le produit gain-bande passe à 260 MHz. Le simple montage source suiveuse présente un gain unité et une bande de presque 300 MHz, tout en ayant une résistance de sortie $\frac{1}{g_{fs}}$.

Le montage cascade présente une faible capacité d'entrée et un produit gain-bande de 137 MHz. Le circuit présentant les meilleures performances gain-bande est la combinaison FET/bipolaire. Un gain de 11 dB et une bande de 90 MHz sont obtenus.

Annexe : schéma d'amplificateurs vidéo avec résumé des performances.

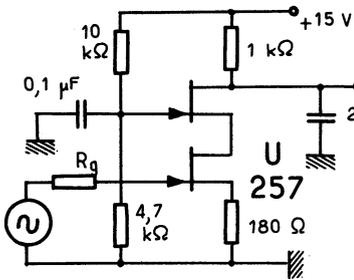


Produit	R_g Ω	R_s découpl.	R_s Ω	R_D Ω	Gain	dB	C_{in} pF	BP MHz	PGB MHz
2 N 4393	50		47	560	4,5	13,0		44	197
	50	x	47	560	7,5	17,5		40	300
	1 k		47	560	4,5	13,0		5,0	22
	1 k	x	47	560	7,5	17,5		3,5	26
2 N 5397	50		91	1 k	3,8	11,6	11,0	27,5	103
	50	x	91	1 k	6,3	16,0	14,5	30,0	189
	1 k		91	1 k	3,8	11,6	11,0	9,5	36
	1 k	x	91	1 k	6,3	16,0	14,5	6,5	41
2 N 4416	50		120	1,5 k	3,9	11,8	11,5	25	98
	50	x	120	1,5 k	6,2	15,8	13	19	118
	1 k		120	1,5 k	3,9	11,8	11,5	8	31
	1 k	x	120	1,5 k	6,2	15,8	13	7	44

BP : bande passante

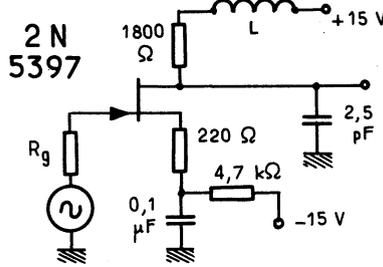
PGB : produit gain \times bande

Etage source commune



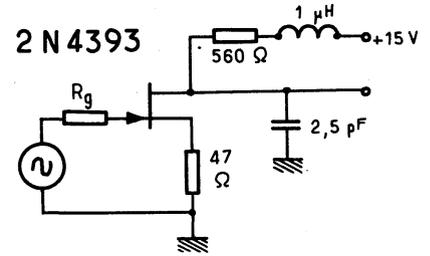
R _g Ω	R _s découplée	Gain	dB	C _{in} pF	BP MHz	PGB MHz
50		2,7	8,5	9	27	73
50	x	5,6	15	11,5	27	151
1 k		2,7	8,5	9	9,5	73
1 k	x	5,6	15	11,5	9,0	51

Cascode

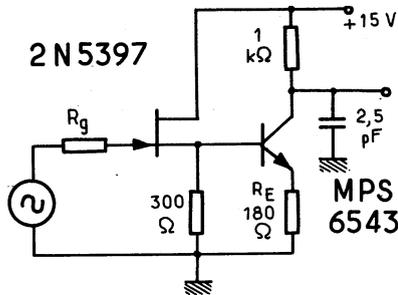


R _g Ω	L μH	Gain	dB	C _{in} pF	BP MHz	PGB MHz
50	0	3,5	11	2	20	70
1 k	0	3,5	11	2	11	38,5
50	8	3,5	11	2	37	130
1 k	15	3,5	11	2	17	60

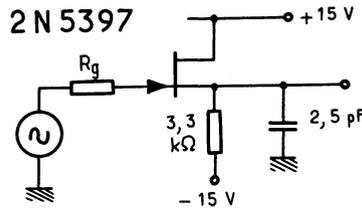
Circuit source commune



R _g Ω	R _s découplée	Gain	dB	BP MHz	PGB MHz
50		4,2	12,5	66	277
50	x	7,5	17,5	54	405
1 k		4,2	12,5	6,0	25
1 k	x	7,5	17,5	3,5	26

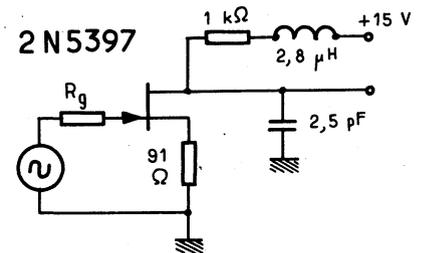


R _g Ω	R _E 0,1 μF découplée	Gain	dB	C _{in} pF	BP MHz	PGB MHz
50		3	9,5	2,0	39	117
50	x	25	28	2,0	21	525
1000		3	9,5	2,0	13	39
1000	x	25	28	2,0	11	275

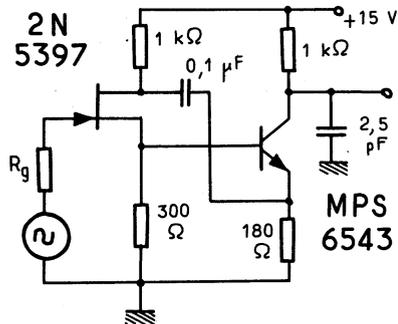


R _g Ω	Gain	C _{in} (pF) Circuit Totale	R ₀ Ω	BP MHz	PGB MHz
50	0,92	2,2	2,7	165	350
1000	0,92	2,2	2,7	165	55

R₀ - résistance de sortie de la source Follower

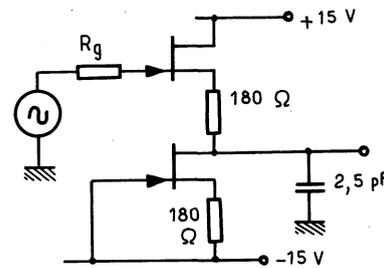


R _g Ω	R _s découplée	Gain	dB	BP MHz	PGB MHz
50		3,9	11,8	67	262
50	x	6,3	16,0	67	421



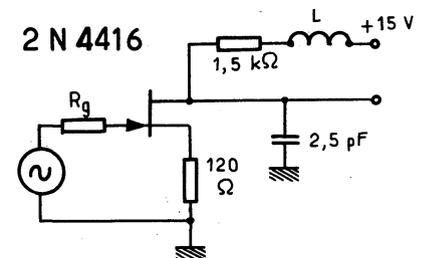
R _g Ω	Gain	dB	C _{in} pF	BP MHz	PGB MHz
50	5,6	15	1,0	32	179
1000	5,6	15	1,0	15	84

Etage émetteur-commun drain-commun



FET double	R _g Ω	Offset (max) (entr.-sort) mV	Gain	BP MHz	PGB MHz
U 257	50	100	0,98	70	69
	1 k	100	0,98	15	14,7
U 232	50	10	0,98	85	83
	1 k	10	0,98	13	12,7

Circuit source suiveuse



R _g Ω	L μH	R _s découplée	Gain	dB	BP MHz	PGB MHz
50	4		3,9	11,8	45	175
50	4	x	6,2	15,8	40	248
50	5	x	6,2	15,8	45	279

Circuit source commune avec self de shunt