

SEL-EESC-USP

JFET Fontes de Corrente

P. R. Veronese
2013

SEL – EESC – USP

Dispositivos de Efeito de Campo de Junção - JFET

1. JFET - Fontes de Corrente Constante

1.1. Introdução

Fontes ou cargas ideais de corrente constante são dispositivos que fornecem ou absorvem correntes invariáveis, qualquer que seja a tensão aplicada entre seus terminais, isto é, apresentam impedância interna infinita. Componentes eletrônicos em geral prestam-se para a construção desses dispositivos e, dependendo da arquitetura usada, um alto grau de idealidade pode ser alcançado. O *JFET*, quando polarizado na região de saturação ou pântodo ($V_{DS} > V_{Dsat}$), possui características de fonte de corrente de boa qualidade e pode ser usado, com essa função, tanto em eletrônica discretizada como em eletrônica integrada.

1.2. Topologia Elementar de FCC com JFET

A Figura 1a apresenta o circuito de FCC elementar construída com um *JFET* canal **n**. Com $V_{GSQ} = 0$, tal qual apresentado na Figura 1a, a corrente de dreno vale:

- Para $V_{DSQ} \geq V_{Dsat}$ e $V_{GSQ} = 0$:

$$I_{DQ} = \beta \times V_{To}^2 \times (1 + \lambda V_{DSQ}) = I_{DSS} \times (1 + \lambda V_{DSQ}) \quad (1)$$

Na Equação 1, I_{DSS} é a máxima corrente útil do *JFET*, na região ativa.

Usando-se a nomenclatura da Figura 1a, essa fonte elementar, ou carga elementar de corrente constante, no caso, absorve uma corrente igual a:

$$I_o = I_{DSS} \times (1 + \lambda V_o) \quad [A] \quad (2)$$

A Equação 2 é válida se $V_o \geq |V_{To}|$, que é o valor de V_{Dsat} do *JFET* nessa condição de polarização.

Essa fonte, cujo maior atributo é a simplicidade, está longe de ser ideal, pois a corrente, sendo dependente de V_o , não pode permanecer constante em função da variação de tensão aplicada sobre ela. A resistência interna dessa fonte vale, portanto:

$$r_{of} = r_{ds} = \frac{\partial V_o}{\partial I_o} = \frac{1 + \lambda V_o}{\lambda \times I_{DSS}} \cong \frac{1}{\lambda \times I_{DSS}} \quad [A] \quad (3)$$

Como pode ser constatado pela Equação 3, nesse tipo de circuito, quanto menor for I_{DSS} do *JFET* maior será a resistência interna da fonte. Da mesma forma, o *JFET* que possuir menor modulação de comprimento de canal ($\lambda \rightarrow 0$) propiciará a construção de fontes de corrente com maior resistência interna. Por isso, para esse tipo de aplicação, devem ser usados *JFET*'s de canal longo ($L > 2 \mu m$).

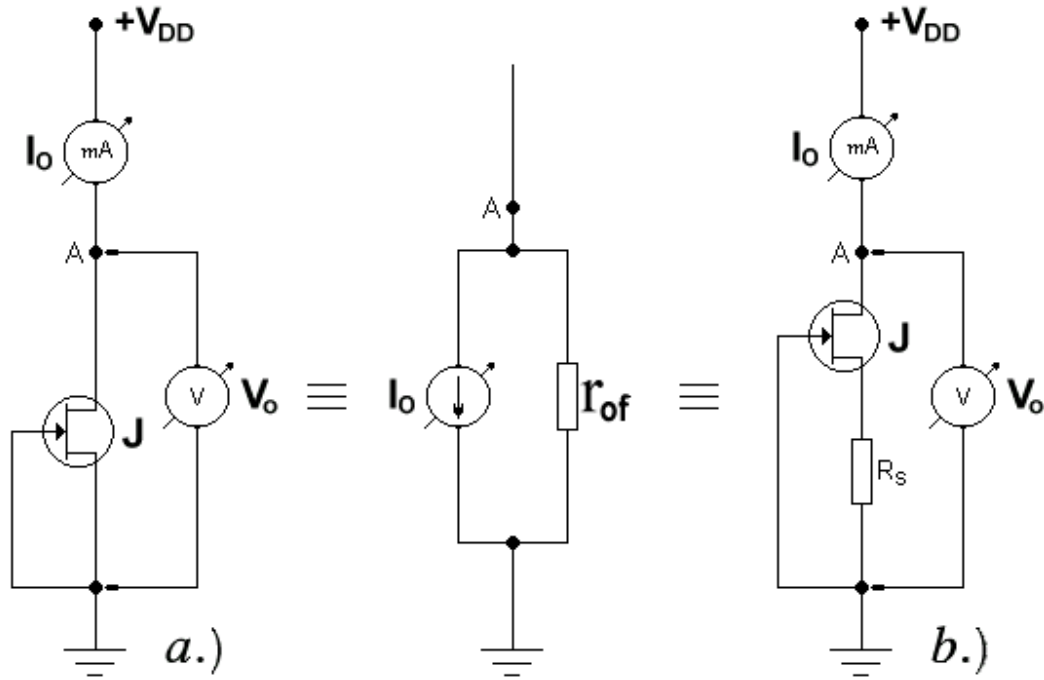


Figura 1 – Fontes de Corrente com JFET. a.) Elementar. b.) Com Resistor de Degeneração de Fonte.

Define-se por compliância a máxima excursão de tensão que pode ser aplicada sobre uma fonte de corrente sem que suas características sejam degeneradas significativamente. A compliância da fonte da Figura 1a vale:

$$|V_{To}| \leq V_o \leq V_{DS_{\max}} \quad (4)$$

Conclui-se, portanto, que a fonte de corrente da Figura 1a possui como principais qualidades a simplicidade de topologia e a alta compliância e tem como principais deficiências a resistência interna relativamente baixa e a impossibilidade de ajuste do valor da corrente. A estabilidade térmica dessa fonte também não é muito boa.

1.3. FCC com Resistor de Degeneração de Fonte

1.3.1 Cálculo da Corrente da Fonte:

A Figura 1b apresenta uma fonte de corrente com JFET à qual foi acrescentado um resistor R_s de degeneração de fonte. A função desse resistor é melhorar alguns quesitos de deficiência da fonte elementar, apresentada na Secção 1.2. Com o acréscimo do resistor R_s , o cálculo da corrente de dreno passa a ser executado através da solução da equação 5:

$$k_3 R_s^2 I_o^3 - R_s (2k_1 k_3 + k_2 R_s) I_o^2 + \left(k_1^2 k_3 + 2k_1 k_2 R_s + \frac{1}{\beta} \right) I_o - k_1^2 k_2 = 0 \quad (5)$$

Na Equação 5, os coeficientes k_1 , k_2 e k_3 valem [2]:

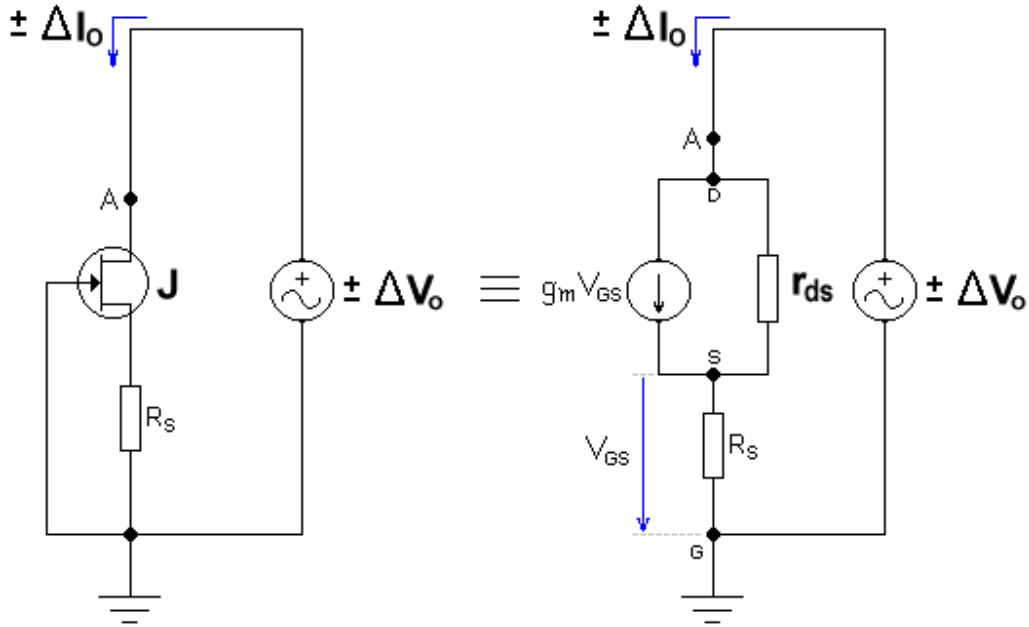


Figura 2 – Circuito Equivalente AC à Fonte da Figura 1b.

$$k_1 = -V_{To} \quad [\text{V}]$$

$$k_2 = 1 + \lambda V_o \quad [-]$$

$$k_3 = \lambda R_S \quad [\text{A}^{-1}]$$

A Equação 5 estabelece uma relação entre a corrente da fonte (I_o), os parâmetros de modelagem do transistor (β , V_{To} e λ), a tensão externa aplicada (V_o) e o resistor R_S . A dependência do resistor R_S permite que a corrente dessa fonte possa ser ajustada dentro do limite: $0 < I_o \leq I_{DSS}$.

Como ponto de partida para projeto, a resistência R_S , em função da corrente I_o desejada, pode ser calculada aproximadamente pela Equação 6a, em função dos parâmetros de modelagem do SPICE, ou pela Equação 6b, em função dos parâmetros fornecidos nas folhas de dados dos fabricantes de JFET:

$$R_S \approx -\frac{V_{To}}{I_o} - \sqrt{\frac{1}{(1 + \lambda V_o) \times \beta \times I_o}} \quad [\Omega] \quad (6a)$$

$$R_S \approx \frac{|V_{GS(off)}|}{I_o} \left(1 - \sqrt{\frac{I_o}{I_{DSS}}} \right) \quad [\Omega] \quad (6b)$$

onde:

$$V_{GS(off)} = V_{To} \quad e \quad I_{DSS} = \beta V_{To}^2$$

A resistência interna e a estabilidade de corrente desse tipo de fonte são sensivelmente superiores às do circuito da Figura 1a pela seguinte razão: a corrente de dreno do JFET depende da tensão V_{GS} aplicada e que, no circuito da Figura 1a, vale $V_{GS} = -R_S I_o$.

Se, por algum motivo, a corrente I_o tender a variar, a tensão V_{GS} também varia no sentido de oposição à variação de I_o , dando-lhe, portanto, grande estabilidade. O cálculo de r_{of} é feito com o auxílio do circuito equivalente AC, para pequenos sinais e baixas frequências, mostrado na Figura 2.

1.3.2 Cálculo da Resistência Interna da Fonte:

Pelo circuito da Figura 2, tem-se:

$$\pm \Delta V_o = \pm \Delta I_o \times (r_{ds} + R_S) \pm g_m r_{ds} v_{gs}$$

e

$$v_{gs} = -(\pm \Delta I_o R_S)$$

\Rightarrow

$$\frac{\pm \Delta V_o}{\pm \Delta I_o} = r_{ds} + (1 + g_m r_{ds}) \times R_S$$

\Rightarrow

$$\boxed{r_{of} = r_{ds} + (1 + g_m r_{ds}) \times R_S} \quad [\Omega] \quad (7)$$

Na Equação 7, r_{ds} é a resistência incremental do JFET dada pela equação:

$$r_{ds} = \frac{1 + \lambda(V_o - R_S I_o)}{\lambda I_o} \quad [\Omega] \quad (8)$$

A grandeza g_m é a transcondutância do JFET, dada pela equação:

$$g_m = \frac{2I_o}{|V_{To}| - R_S I_o} \quad [A/V] \quad (9)$$

Comparando-se a Equação 7 com a Equação 3, percebe-se que a fonte de corrente da Figura 1b possui uma resistência interna muito superior à da fonte de corrente da Figura 1a.

1.3.3 Cálculo da Compliância da Fonte:

A compliância dessa fonte é basicamente a mesma da fonte elementar analisada na Secção 1.2, porque: $V_o = V_{DS} + R_S I_o$ e, portanto:

$$V_{o_{\min}} = V_{Dsat} + R_S I_o = V_{GS} - V_{To} + R_S I_o = -R_S I_o - V_{To} + R_S I_o = |V_{To}|$$

A compliância da fonte vale, tal como a Equação 4, consequentemente:

$$|V_{To}| \leq V_o \leq V_{DS_{\max}} \quad (10)$$

1.3.4 Conclusões:

Conclui-se, portanto, que a fonte de corrente da Figura 1b possui como principais qualidades:

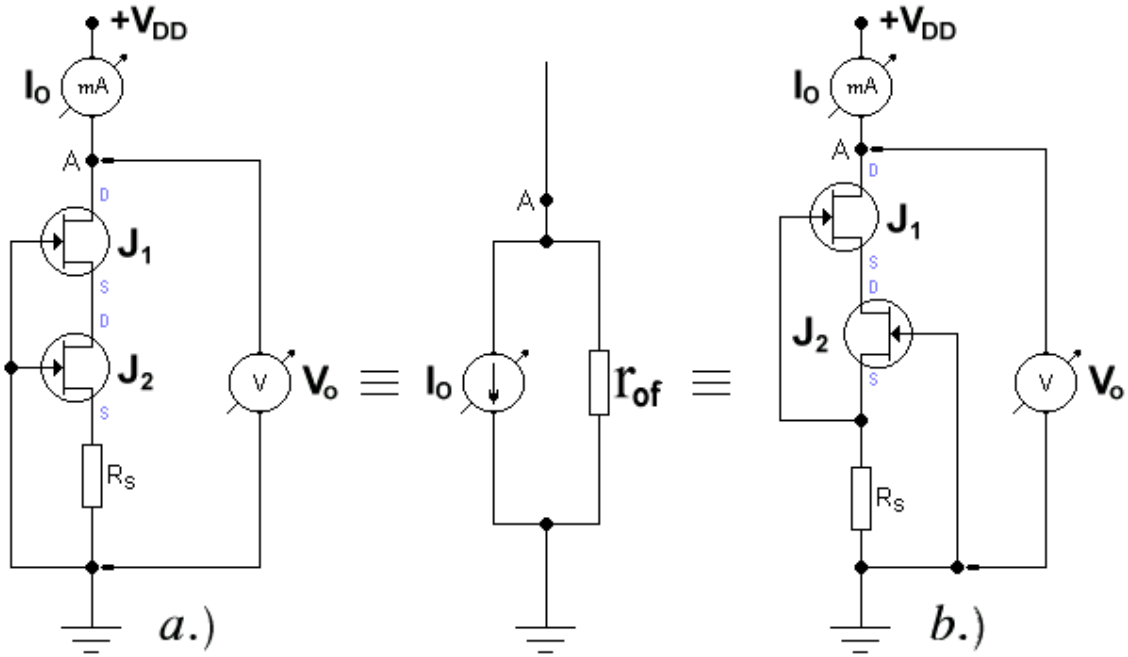


Figura 3 - FCC com JFET na Topologia Cascode. a.) Com as Portas Interligadas. b.) Com Realimentação de Porta.

Alta compliância, resistência interna relativamente elevada, possibilidade de ajuste da corrente e a boa estabilidade térmica.

Tem como principais deficiências: maior complexidade de topologia e a impossibilidade de obtenção de correntes mais elevadas.

1.4. FCC Com Dois Estágios Sobrepostos e Portas Interligadas

1.4.1 Cálculo da Corrente da Fonte:

O circuito da Figura 3a apresenta uma variante do circuito de FCC da Figura 1b. São colocados, nesse caso, dois transistores sobrepostos numa configuração conhecida como *cascode*. Na realidade, os componentes R_S e J_2 formam uma fonte de corrente idêntica à da Figura 1b que servirá de resistor degenerativo de fonte para o transistor J_1 . O equacionamento estático desse circuito é dado por:

$$V_{GS_2} = -R_S I_o \quad e \quad V_{DS_2} = -V_{GS_1} - R_S I_o \quad (11)$$

Para uma determinada corrente da fonte I_o , o resistor R_S deve ser calculado pela Equação 5, isto é:

$$k_3 R_S^2 I_o^3 - R_S (2k_1 k_3 + k_2 R_S) I_o^2 + \left(k_1^2 k_3 + 2k_1 k_2 R_S + \frac{1}{\beta_2} \right) I_o - k_1^2 k_2 = 0$$

Onde:

$$k_1 = -V_{T_{o2}} \quad [V]$$

$$k_2 = 1 - \lambda_2 V_{GS1} \quad [-]$$

$$k_3 = \lambda_2 R_S \quad [A^{-1}]$$

$$V_{GS1} \cong V_{To1} + \sqrt{\frac{I_o}{\beta_1(1 + \lambda_1 V_o)}} \quad [V]$$

Um problema sério envolvendo esse tipo de fonte é a segunda relação dada pela Equação 11. Para trabalhar eficazmente como fonte de corrente, ambos os transistores devem estar polarizados na região de saturação. Então, pela definição de V_{Dsat2} , tem-se:

$$V_{DS2} \geq V_{GS2} - V_{To2}$$

E, pelas relações da Equação 11, têm-se:

$$V_{DS2} \geq -R_S I_o - V_{To2}$$

\Rightarrow

$$-V_{GS1} - R_S I_o \geq -R_S I_o - V_{To2}$$

\Rightarrow

$$|V_{GS1}| \geq |V_{To2}|$$

A relação acima só pode se efetivar se:

$$|V_{To1}| \gg |V_{To2}| \quad \text{e/ou} \quad I_{DSS1} \gg I_{DSS2} \quad (12)$$

Como ponto de partida para projetos, a partir dos dados do fabricante do *JFET*, a resistência R_S pode ser calculada, desde que a relação da Equação 12 seja satisfeita. A Equação 13 calcula aproximadamente esse valor:

$$R_S \approx \frac{|V_{GS(off)2}|}{I_o} \left(1 - \sqrt{\frac{I_o}{I_{DSS2}}} \right) \quad [\Omega] \quad (13)$$

A fonte da Figura 3a pode, também, ser construída com $R_S = 0$. Nesse caso, a corrente da fonte torna-se igual a:

$$I_o = \beta_2 V_{To2}^2 (1 - \lambda_2 V_{GS1}) \quad [A] \quad (14)$$

com:

$$V_{GS1} = V_{To1} + \sqrt{\frac{I_o}{\beta_1 [1 + \lambda_1 (V_o - |V_{GS1}|)]}} \cong V_{To1} + \sqrt{\frac{I_o}{\beta_1 (1 + \lambda_1 V_o)}} \quad [V] \quad (15)$$

1.4.2 Cálculo da Resistência Interna da Fonte:

Os componentes R_S e J_2 da Figura 3a formam uma fonte de corrente idêntica à da Figura 1b que servirá de resistor degenerativo de fonte para o transistor J_1 e que, desde que a relação da Equação 12 seja satisfeita, pode ser calculado pela Equação 7, ou seja:

$$R_{S_1} = r_{ds_2} + (1 + g_{m_2} r_{ds_2}) \times R_S \quad [\Omega]$$

A resistência interna da fonte, vista no dreno de J_1 , vale, portanto:

$$r_{of} = r_{ds_1} + (1 + g_{m_1} r_{ds_1}) \times R_{S_1} \quad [\Omega]$$

\Rightarrow

$$\boxed{r_{of} = r_{ds_1} + (1 + g_{m_1} r_{ds_1}) \times [r_{ds_2} + (1 + g_{m_2} r_{ds_2}) \times R_S]} \quad [\Omega] \quad (16a)$$

\Rightarrow

$$r_{of} \approx g_{m_1} r_{ds_1} r_{ds_2} (1 + g_{m_2} R_S) \quad [\Omega] \quad (16b)$$

A resistência interna dessa fonte é normalmente, desde que a relação da Equação 12 seja satisfeita, superior a $10 \text{ M}\Omega$ e cerca de cinquenta vezes superior à da fonte da Figura 1b polarizada nas mesmas condições. A fonte da Figura 3a pode, também, ser construída com $R_S = 0$. Nesse caso, a resistência interna da fonte cai para:

$$r_{of} = r_{ds_1} + r_{ds_2} + g_{m_1} r_{ds_1} r_{ds_2} \quad [\Omega] \quad (17)$$

1.4.3 Cálculo da Compliância da Fonte:

Como o transistor J_2 é o principal responsável pela manutenção da corrente I_o , enquanto ele estiver na região de saturação essa corrente permanecerá razoavelmente constante. No entanto, para que a resistência interna da fonte (r_{of}) permaneça elevada, J_1 também deve permanecer em saturação. Por isso, a compliância dessa fonte vale:

$$|V_{To1}| \leq V_o \leq V_{DS1_{\max}} \quad (18)$$

1.4.4 Conclusões:

Conclui-se, portanto, que a fonte de corrente da Figura 3a possui como principais qualidades a alta compliância, a resistência interna muito elevada, a possibilidade de ajuste do valor da corrente e a boa estabilidade, inclusive térmica, da mesma. Tem como principais deficiências a maior complexidade de topologia, maior custo e a impossibilidade de obtenção de correntes muito elevadas ($I_o \ll I_{DSS}$). A particularização das características dos transistores, exigida pela relação da Equação 12, é um fator limitativo prático para a construção dessa fonte. Um desempenho aceitável, isto é, superior ao da fonte da Figura 1b, pode ser conseguido, por exemplo, se J_1 for do tipo BF245C e J_2 do tipo BF245A.

1.5. FCC Com Dois Estágios Sobrepostos e Realimentação de Porta

1.5.1 Introdução:

Para contornar o problema associado à fonte da Figura 3a, isto é, V_{DS2} muito baixo, pode-se construir a fonte mostrada na Figura 3b.

Nesse circuito, a tensão de porta de J_1 foi elevada para $V_{G1} = R_S I_o$ e, conseqüentemente, esse valor é acrescentado a V_{DS2} , garantindo uma polarização na região de saturação para J_2 quase em todas as situações, desde que $I_o \ll I_{DSS}$. O equacionamento para esse tipo de topologia é análogo ao do caso anterior, isto é, um sistema de equações de terceiro grau.

1.5.2 Cálculo da Corrente da Fonte:

O equacionamento exato desse tipo de circuito é bastante complicado já que existe uma interdependência muito grande entre variáveis e o sistema é formado por equações cúbicas. As equações do sistema são as seguintes:

$$I_o = \frac{1 - 2\beta_2 R_S V_{To2} (1 - \lambda_2 V_{GS1}) - \sqrt{1 - 4\beta_2 R_S V_{To2} (1 - \lambda_2 V_{GS1})}}{2\beta_2 R_S^2 (1 - \lambda_2 V_{GS1})} \quad [\text{A}] \quad (19)$$

ou

$$R_S = \frac{-\beta_2 V_{To2} (1 - \lambda_2 V_{GS1}) - \sqrt{\beta_2 I_o (1 - \lambda_2 V_{GS1})}}{\beta_2 I_o (1 - \lambda_2 V_{GS1})} \quad [\Omega] \quad (20)$$

O cálculo de V_{GS1} é feito pela resolução do seguinte sistema de Equações:

$$V_{GS1}^3 + (k_1 + k_2) V_{GS1}^2 + (V_{To1}^2 + k_1 k_2) V_{GS1} + k_1 V_{To1}^2 + k_3 = 0 \quad (21)$$

Onde:

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{1}{\lambda_1} + V_o - R_S I_o \cong \frac{1}{\lambda_1} + V_o \quad [\text{V}] \\ k_2 &= -2V_{To1} \quad [\text{V}] \\ k_3 &= -\frac{I_o}{\lambda_1 \beta_1} \quad [\text{V}^3] \end{aligned}$$

Resolvendo-se o sistema com o valor aproximado de k_1 , o erro final no cálculo de I_o ou de R_S é muito pequeno.

Como ponto de partida para projetos, a resistência R_S pode ser calculada, em função da corrente I_o desejada, de maneira aproximada e rápida através da Equação 13, ou seja:

$$R_S \approx \frac{|V_{GS(off)2}|}{I_o} \left(1 - \sqrt{\frac{I_o}{I_{DSS2}}} \right) \quad [\Omega] \quad (22)$$

1.5.3 Cálculo da Resistência Interna da Fonte:

A metodologia de cálculo da resistência interna dessa fonte é idêntica à usada para o cálculo do circuito anterior e, portanto, tem-se que:

$$r_{of} = r_{ds1} + r_{ds2} (1 + g_{m1} r_{ds1}) + R_S [1 + g_{m2} r_{ds2} (1 + g_{m1} r_{ds1})] \quad [\Omega] \quad (23a)$$

O valor aproximado dessa resistência, com um erro máximo de $\pm 5\%$, vale:

$$r_{of} \approx g_{m_1} r_{ds_1} r_{ds_2} (1 + g_{m_2} R_S) \quad [\Omega] \quad (23b)$$

Melhor rendimento é conseguido nesse tipo de fonte se $g_{m1} \geq g_{m2}$ e, portanto, com $I_{DSS1} \geq I_{DSS2}$ e $V_{To1} \geq V_{To2}$. Resistências internas superiores a $10 \text{ M}\Omega$ em baixas frequências são facilmente conseguidas para esse circuito.

1.5.4 Cálculo da Compliância da Fonte:

Como o transistor J_2 é o principal responsável pela manutenção da corrente I_o , enquanto ele estiver na região de saturação essa corrente permanecerá razoavelmente constante. No entanto, para que a resistência interna da fonte (r_{of}) permaneça elevada, J_1 também deve permanecer em saturação. Por isso, a compliância dessa fonte vale:

$$|V_{To1}| + R_S I_o \leq V_o \leq V_{DS1_{\max}} \quad (24)$$

Então, para um maior rendimento da fonte, devem-se usar transistores com $|V_{To1}| \gg |V_{To2}|$.

1.5.5 Conclusões:

Conclui-se, portanto, que a fonte de corrente da Figura 3b possui, como principais qualidades, alta compliância, resistência interna muito elevada, possibilidade de ajuste do valor da corrente e boa estabilidade, inclusive térmica. Tem como principais deficiências, maior complexidade de topologia, maior custo e impossibilidade de obtenção de correntes muito elevadas ($I_o \ll I_{DSS}$). Um desempenho superior ao das fontes das Figuras 1b e 3a pode ser conseguido facilmente com essa topologia. Pelos problemas agregados, comentados na Secção 1.4, a fonte da Figura 3a deve ser evitada, na prática.

1.6. Resumo de Características Estáticas

As principais características das fontes de corrente com JFET estão resumidas na Tabela 1:

FCC c/ JFET	Corrente I_o	Resistência Interna r_{of}	Compliância
Figura 1a	Relativamente Alta (I_{DSS})	Baixa ($< 100k\Omega$)	Alta ($> V_{To} $)
Figura 1b	Baixa ($\ll I_{DSS}$)	Média/Alta ($< 1 \text{ M}\Omega$)	Alta ($> V_{To} $)
Figura 3a	Baixa ($\ll I_{DSS}$)	Alta ($< 100 \text{ M}\Omega$) c/ ressalvas	Alta ($> V_{To1} $) c/ ressalvas
Figura 3b	Baixa ($\ll I_{DSS}$)	Alta ($< 100 \text{ M}\Omega$)	Alta ($> V_{To1} + R_S I_o$)

Tabela 1 – Resumo das Principais Características de FCC com JFET.

1.7. Características Dinâmicas

A impedância interna dessas fontes de corrente são muito elevadas e puramente resistivas em baixas frequências. Quando a frequência do sinal variável externo aumenta, as capacitâncias entre a porta e o canal, colocadas em paralelo com r_{of} , diminuem o módulo da impedância interna. Para as fontes estudadas, o módulo da impedância interna cai para 70,71 % de seu valor inicial nas seguintes frequências, chamadas de corte:

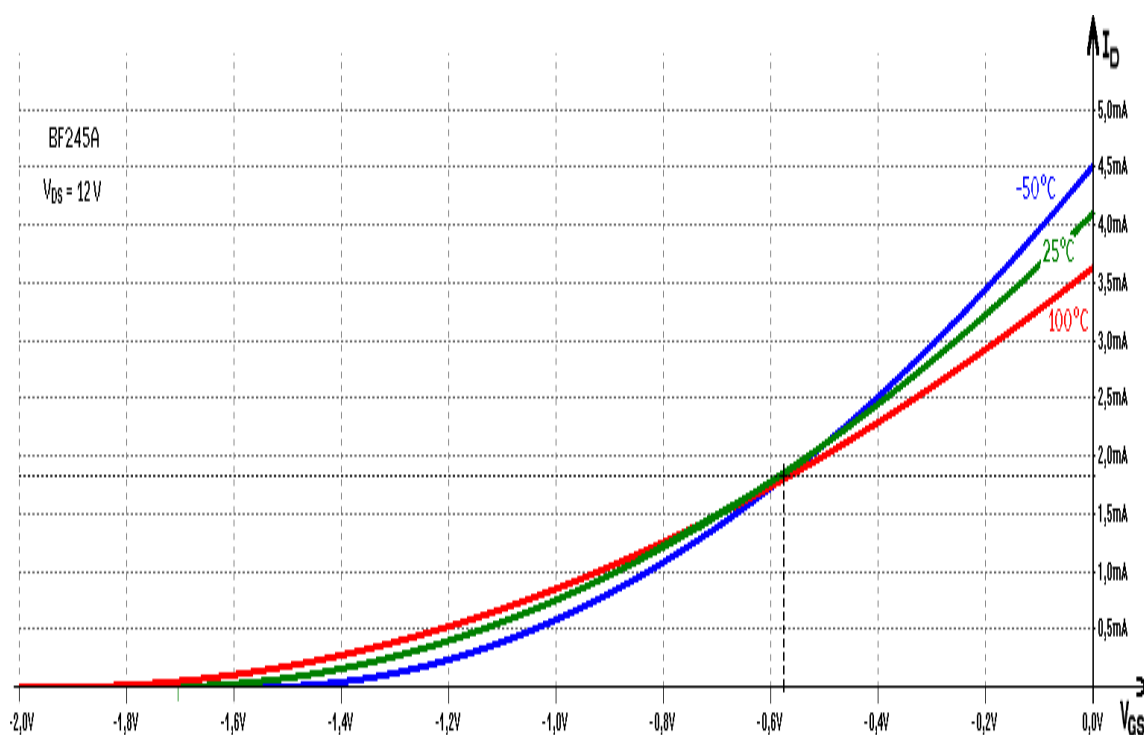


Figura 4 – Características Térmicas Típicas do JFET BF245A.

- Fontes das Figuras 1a e 1b:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times r_{of} \times C_{gd}} \quad [\text{Hz}] \quad (25)$$

Onde C_{gd} é a capacitância entre porta e dreno, calculada no ponto quiescente do circuito.

- Fonte da Figura 3a:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times r_{of} \times C_{gd1}} \quad [\text{Hz}] \quad (26)$$

Onde C_{gd1} é a capacitância entre porta e dreno, calculada no ponto quiescente do transistor superior do circuito.

- Fonte da Figura 3b:

$$f_c = \frac{C_{gd1} + C_{gs2}}{\pi \times r_{of} \times C_{gd1} \times C_{gs2}} \quad [\text{Hz}] \quad (27)$$

Onde C_{gd1} é a capacitância entre porta e dreno do transistor superior e C_{gs2} é a capacitância entre porta e fonte do transistor inferior do circuito, ambas calculadas no ponto quiescente. Conclui-se, portanto, que, quanto maior for a resistência interna da fonte, menor será sua resposta em frequências. Entre as duas fontes de alta impedância (Figuras 3a e 3b), a última possui uma resposta em frequências mais estendida.

1.8. Características Térmicas

Termicamente o *JFET* possui dois tipos de comportamento: coeficiente térmico negativo, devido à diminuição da mobilidade de canal com a temperatura em altas correntes e coeficiente térmico positivo, devido ao aumento relativo de $|V_{To}|$ com a temperatura.

O coeficiente térmico do *JFET*, portanto, torna-se nulo para determinados valores de V_{GSQ} . Com isso conclui-se que: a fonte da Figura 1a possui, sempre, coeficiente térmico negativo, isto é, a corrente I_o diminui com o aumento da temperatura. As outras três fontes possuem coeficiente térmico dependente do ponto quiescente.

Se as correntes forem mais elevadas, o coeficiente térmico é negativo. Em baixas correntes, o coeficiente térmico é positivo. É sempre possível, consultando a folha de dados de um determinado *JFET*, se estabelecer um valor de V_{GSQ} que resulte em um coeficiente térmico nulo para as fontes das Figuras 1b, 3a e 3b. A Figura 4 ilustra o comportamento térmico do *JFET* BF245A.

2. Modelagem de *JFET*'s Comerciais

Seguem-se os parâmetros de modelagem de alguns *JFET*'s canal **n** mais usados no mercado brasileiro. São transistores que suportam tensões máximas de 30 V entre dreno e fonte e que são subdivididos em três grupos, em função da faixa de I_{DSS} que conduzem. As principais características estáticas @ 25 °C desses dispositivos são:

	BF245A	BF245B	BF245C
Tensão de Limiar de Condução de Canal	$-2,5V \leq V_{To} \leq -0,5V$	$-4,0V \leq V_{To} \leq -2,0V$	$-8,0V \leq V_{To} \leq -3,8V$
Máxima Corrente de Dreno	$2mA \leq I_{DSS} \leq 6,5mA$	$6mA \leq I_{DSS} \leq 15mA$	$12mA \leq I_{DSS} \leq 25mA$

2.1 - Parâmetros Típicos @ 27 °C:

```
*****
*****
.model BF245A NJF (VTO=-1.7372 BETA=1.16621m LAMBDA=17.7211m
+          RD=9.01678 RS=9.01678 IS=0.291797f CGS=2.2p CGD=2.2p
+          PB=0.780988 M=0.5 VTOTC=-2.3m BETATCE=-0.38 FC=0.5
*****
.model BF245B NJF (VTO=-2.3085 BETA=1.09045m LAMBDA=23.1754m
+          RD=7.77648 RS=7.77648 IS=0.259121f CGS=2.0p CGD=2.2p
+          PB=0.991494 M=0.5 VTOTC=-2.67m BETATCE=-0.629 FC=0.5
*****
.model BF245C NJF (VTO=-5.0014 BETA=543.157u LAMBDA=27.1505m
+          RD=12.0869 RS=12.0869 IS=0.364346f CGS=2.0p CGD=2.0p
+          PB=1.24659 M=0.5 VTOTC=-2.67m BETATCE=-0.629 FC=0.5
*****
*****
```

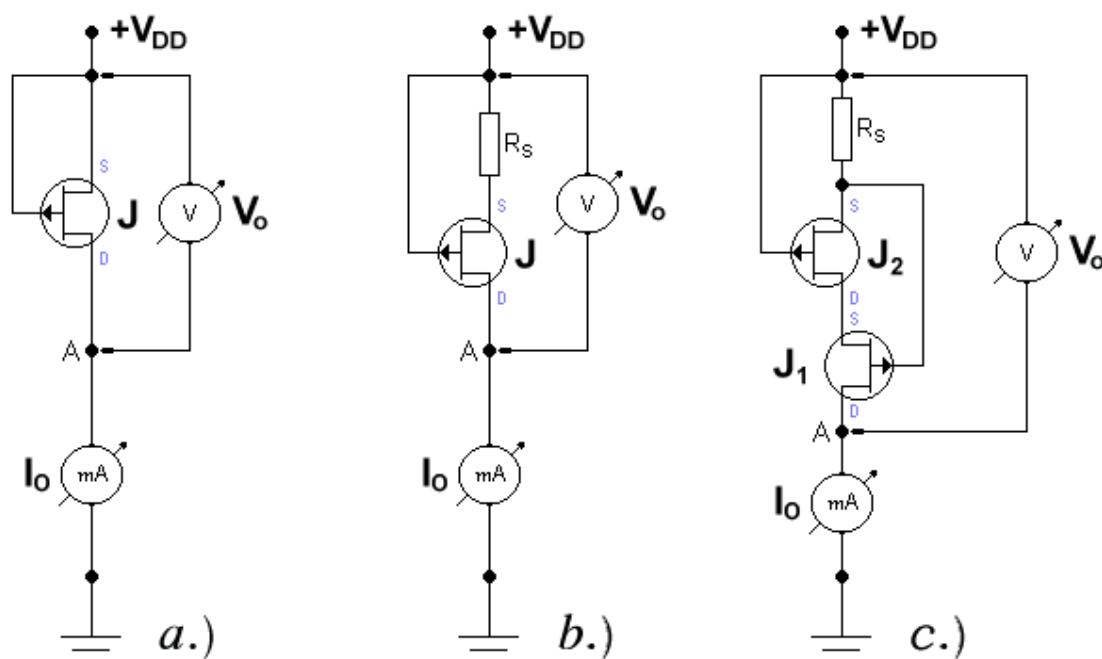


Figura 5 – Fontes de Corrente Construídas com JFET's Canal *p*.

Outros dispositivos comerciais que podem ser usados para esse tipo de aplicação são: 2N3819, MPF102, 2N4117, J201, J202, 2SJ109, 2SK389, U440, U441, etc..

3. FCC com JFET canal *p*

Dispositivos de Efeito de Campo de Junção fabricados com canal do tipo **p**, embora mais raros no mercado brasileiro, também são perfeitamente aptos para a construção de fontes de corrente constante eletrônicas. A Figura 5 apresenta as três arquiteturas mais usadas, na prática, para esse tipo de aplicação. Os cálculos são idênticos, em módulo, aos efetuados para as arquiteturas correspondentes de canal **n**, vistas nas Secções 1.2., 1.3. e 1.5..

Dispositivos comerciais que podem ser usados para esse tipo de aplicação são: 2N5114, 2N5115, 2N5116, J175, J177, J270, 2SJ109, etc..

4. Bibliografia

1. R. L. Boylestad, L. Nashelsky, *Electronic Devices and Circuit Theory*, 11th Ed., Pearson Education, 2013.
2. P. R. Veronese, *JFET, Resumo da Teoria*, SEL, EESC, USP, Rev. 14, 2013.