Electrónica de Comunicaciones

CONTENIDO RESUMIDO:

1- Introducción

2- Osciladores

3- Mezcladores.

4- Lazos enganchados en fase (PLL).

5- Amplificadores de pequeña señal para RF.

6- Filtros pasa-banda basados en resonadores piezoeléctricos.

7- Amplificadores de potencia para RF.

8- Demoduladores de amplitud (AM, DSB, SSB y ASK).

9- Demoduladores de ángulo (FM, FSK y PM).

10- Moduladores de amplitud (AM, DSB, SSB y ASK).

11- Moduladores de ángulo (PM, FM, FSK y PSK).

12- Tipos y estructuras de receptores de RF.

13- Tipos y estructuras de transmisores de RF.

14- Transceptores para radiocomunicaciones

2. Osciladores

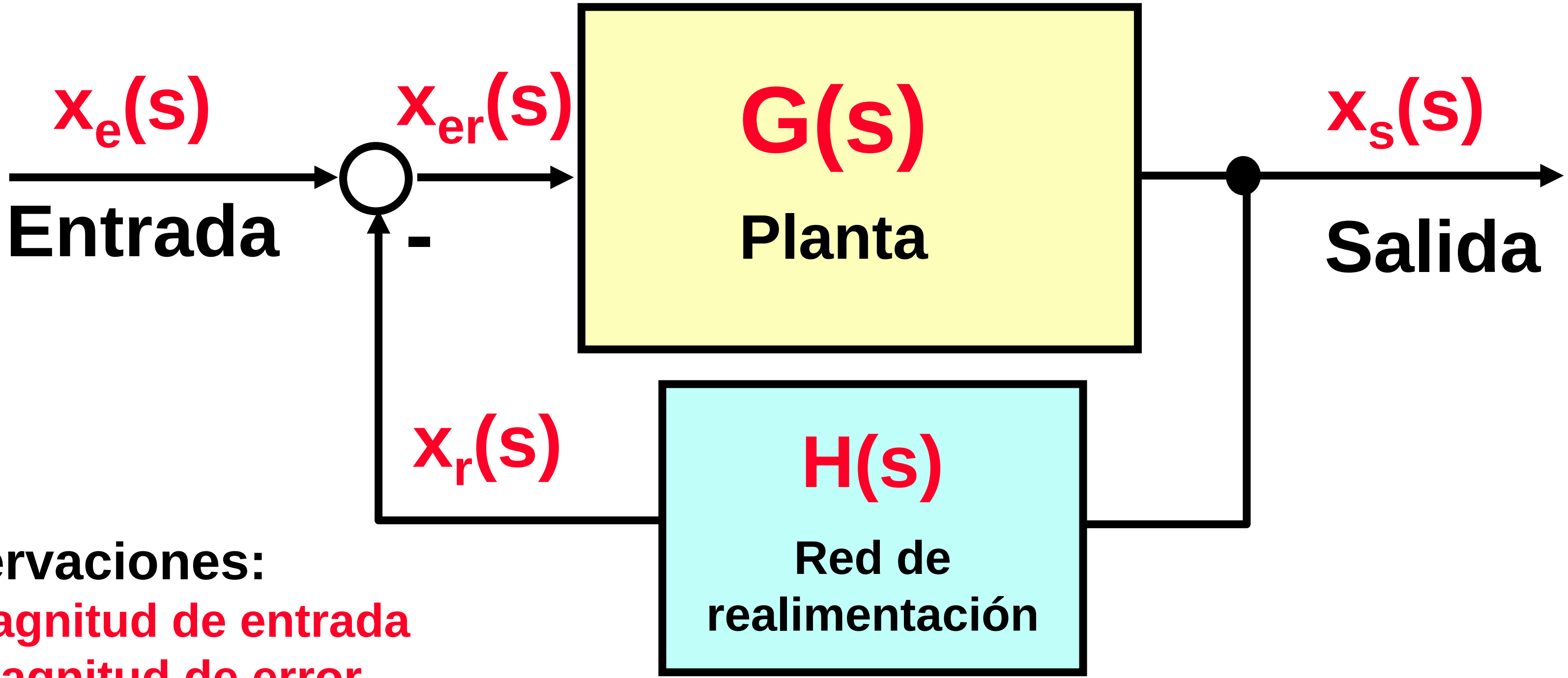
Osciladores con elementos discretos

Tipos de Osciladores

- ***de Baja Frecuencia (RC)***
- ***de Alta Frecuencia y Frecuencia Variable (LC)***
  - ***Colpitts***
  - ***Hartley***
  - ***Otros (Clapp, ...)***
- ***de Alta Frecuencia y Frecuencia Fija (a cristal)***
  - ***Colpitts***
  - ***Hartley***
  - ***Pierce***
  - ***Otros (Clapp, ...)***

Teoría básica de sistemas realimentados

- Se linealiza el sistema
- Se toman transformadas de Laplace



Observaciones:

x_e: magnitud de entrada

x_{er}: magnitud de error

x_r: magnitud realimentada

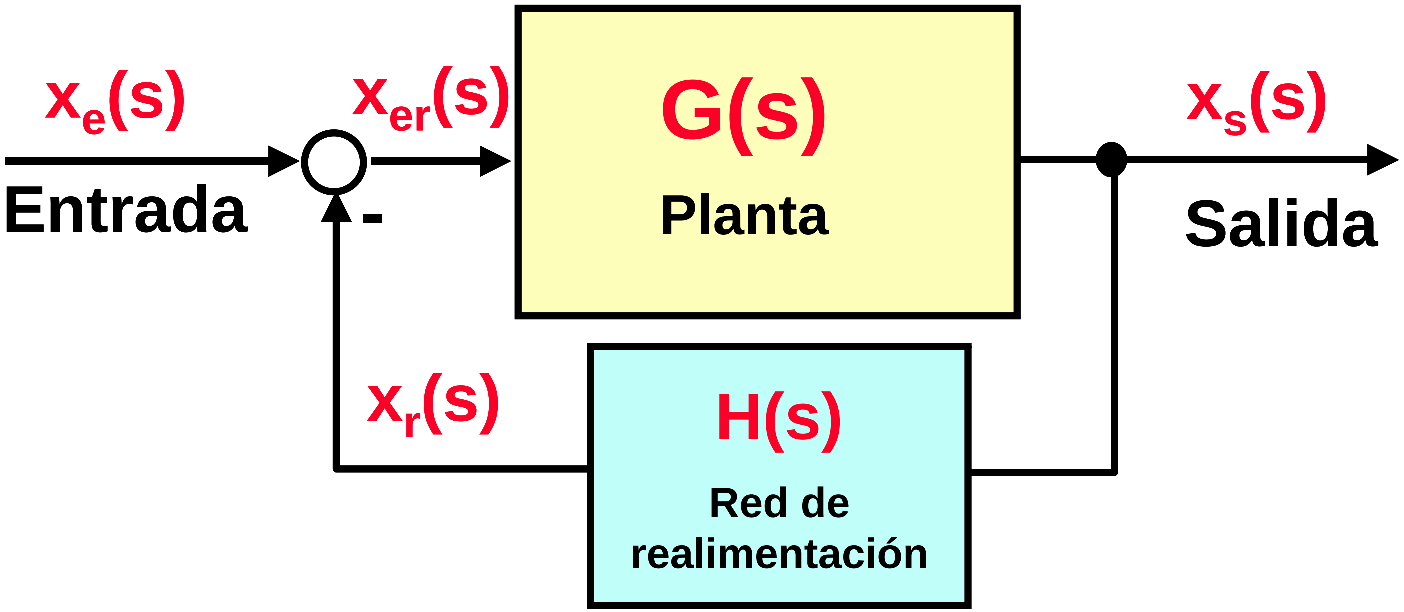
x_s: señal de salida

x_x: magnitudes que pueden ser de distinto tipo

G(s): función de transferencia de la planta

H(s): función de transferencia de la red de realimentación

Cálculo de funciones de transferencia



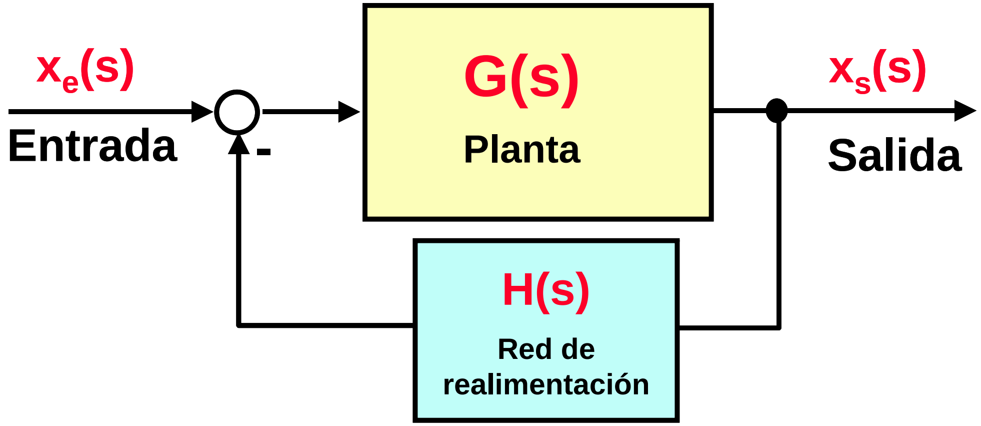
Lazo abierto

$$G(s) = \frac{x_s(s)}{x_{er}(s)}$$

Lazo cerrado

$$\frac{x_s(s)}{x_e(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)\cdot H(s)}$$

Casos particulares



$$\frac{x_s(s)}{x_e(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)\cdot H(s)}$$

Realimentación negativa ➔ $|1 + G(s)\cdot H(s)| > 1$

Alta ganancia de lazo ➔ $x_s(s)/x_e(s) = 1/H(s)$

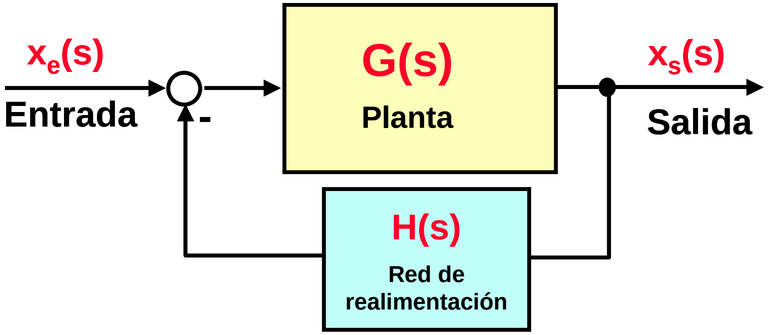
Realimentación positiva ➔ $|1 + G(s)\cdot H(s)| < 1$

Oscilación ➔ $|1 + G(s)\cdot H(s)| = 0$

Situación indeseada en servosistemas
Situación deseada en osciladores

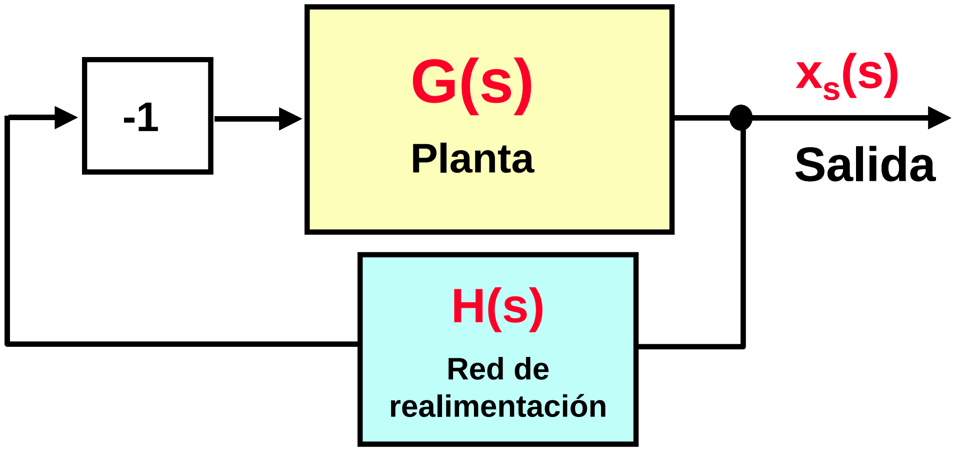
Caso de oscilación

$$\frac{x_s(s)}{x_e(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)\cdot H(s)}$$



$$\left|1 + G(s)\cdot H(s)\right| = 0 \quad \Rightarrow \quad x_s(s)/x_e(s) \rightarrow \infty$$

Se genera X_s aunque no haya X_e



Cuando está oscilando:

$$\left|G(s)\cdot H(s)\right| = 1$$

$$\angle G(s)\cdot H(s) = 180^o$$

Por tanto:

$$\left|G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})\right| = 1$$

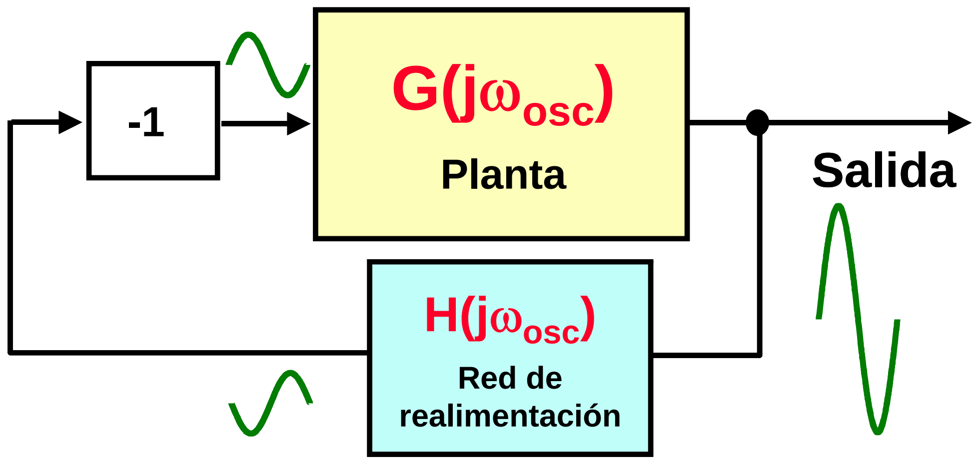
$$\angle G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc}) = 180^o$$

Condición de oscilación (I)

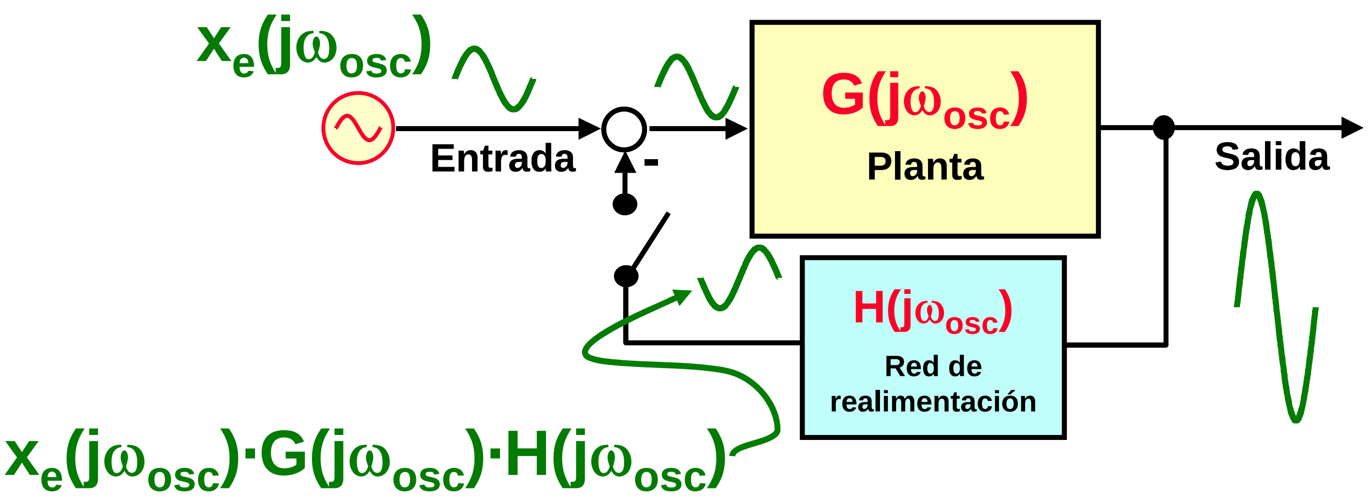
En oscilación:

$$|G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})| = 1$$

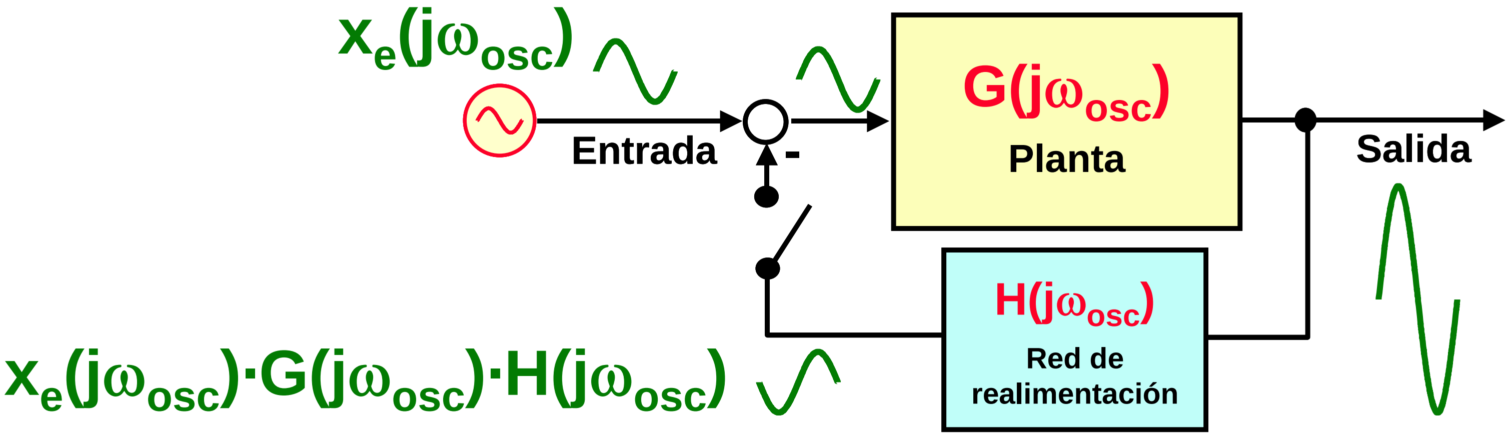
$$\angle G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc}) = 180^{o}$$



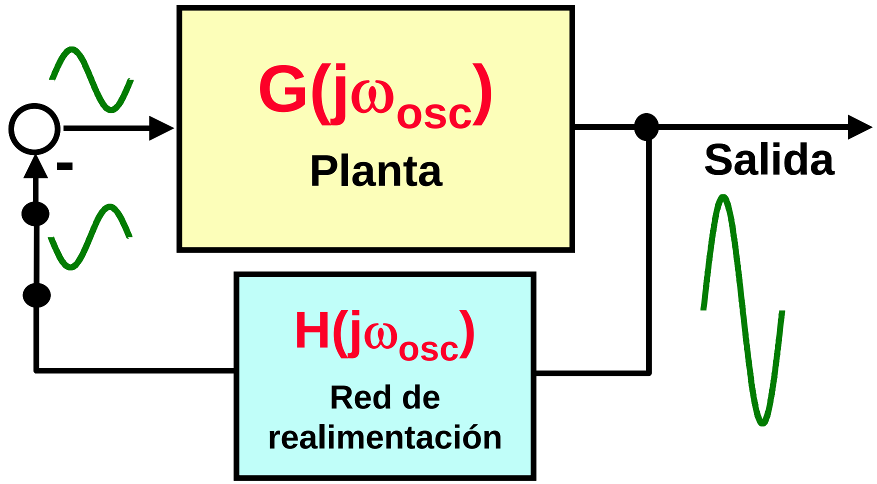
¿Qué tiene que suceder para que comience la oscilación?



Condición de oscilación (II)

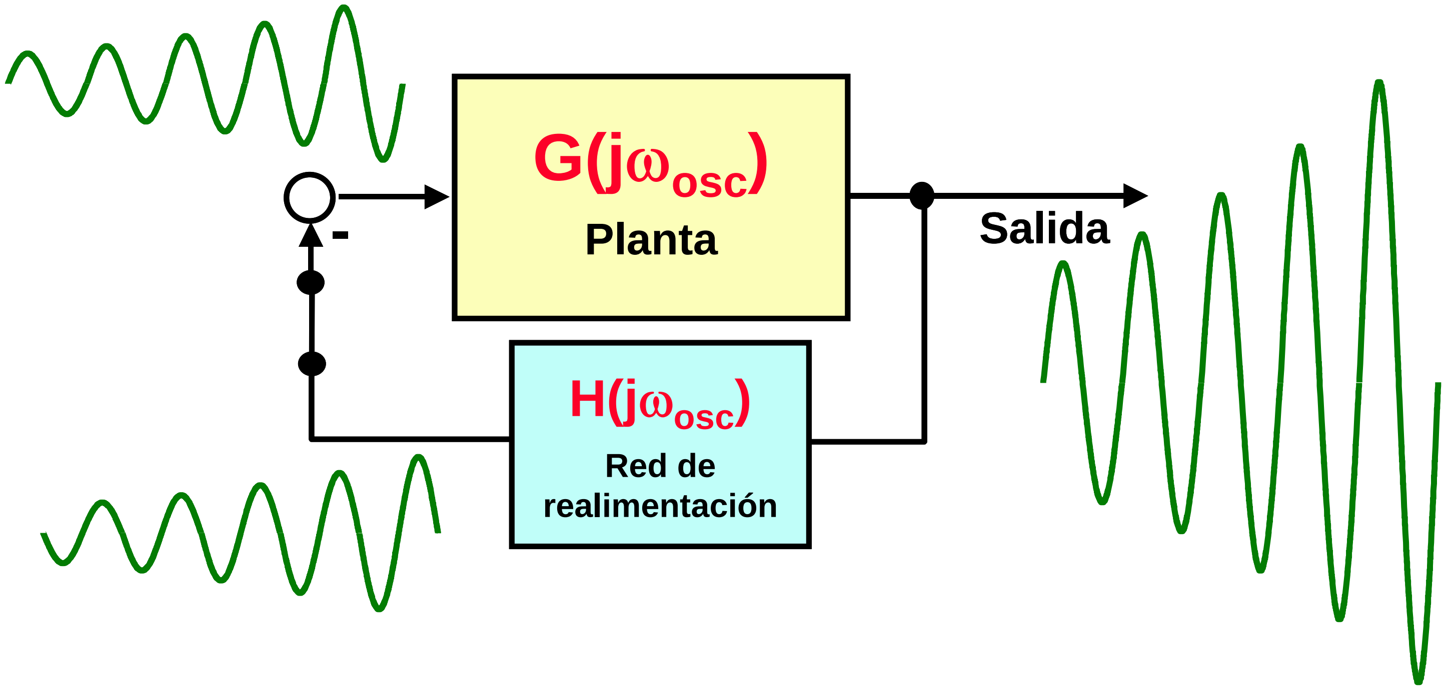


Si $|x_e(j\omega_{osc})\cdot G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})| > |x_e(j\omega_{osc})|$ (es decir, $|G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})| > 1$) cuando el desfase es 180º, entonces podemos hacer que la salida del lazo de realimentación haga las funciones de la magnitud de entrada.



Condición de oscilación (III)

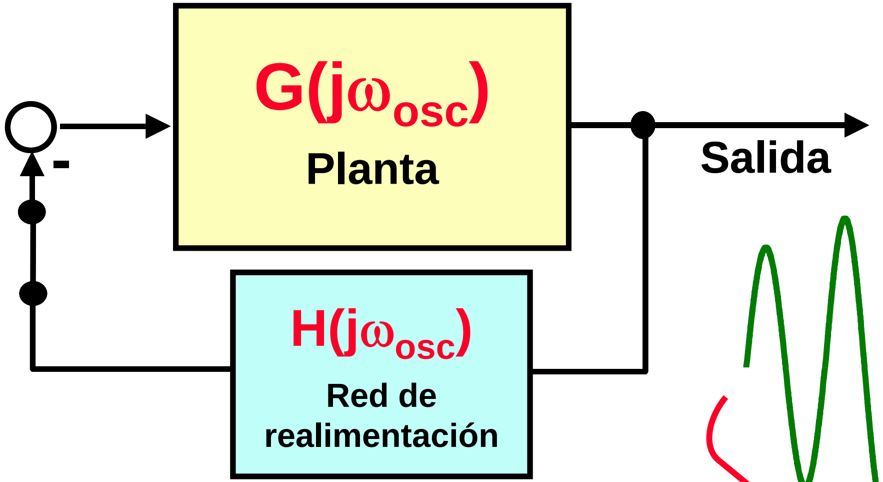
En realidad si $|G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})| > 1$ cuando el desfase es 180º, las magnitudes empezarán a crecer constantemente

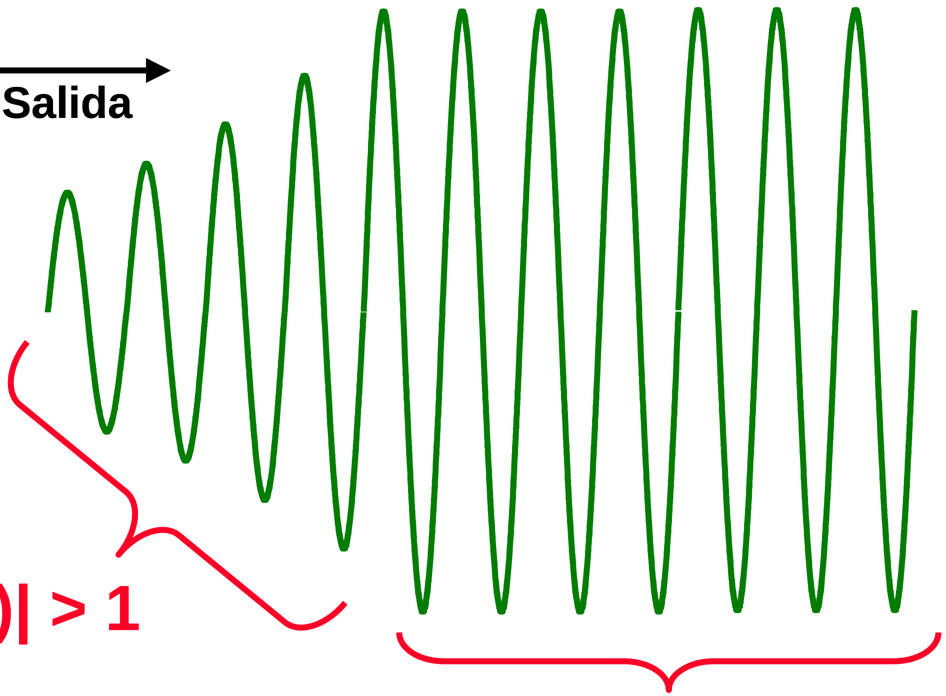


¿Existe un límite a este crecimiento?

Evidentemente sí, por razones energéticas hay límites. Incluso el sistema podría destruirse al crecer la magnitud de salida.

Condición de oscilación (IV)





$$|G_{pm}(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})| > 1$$

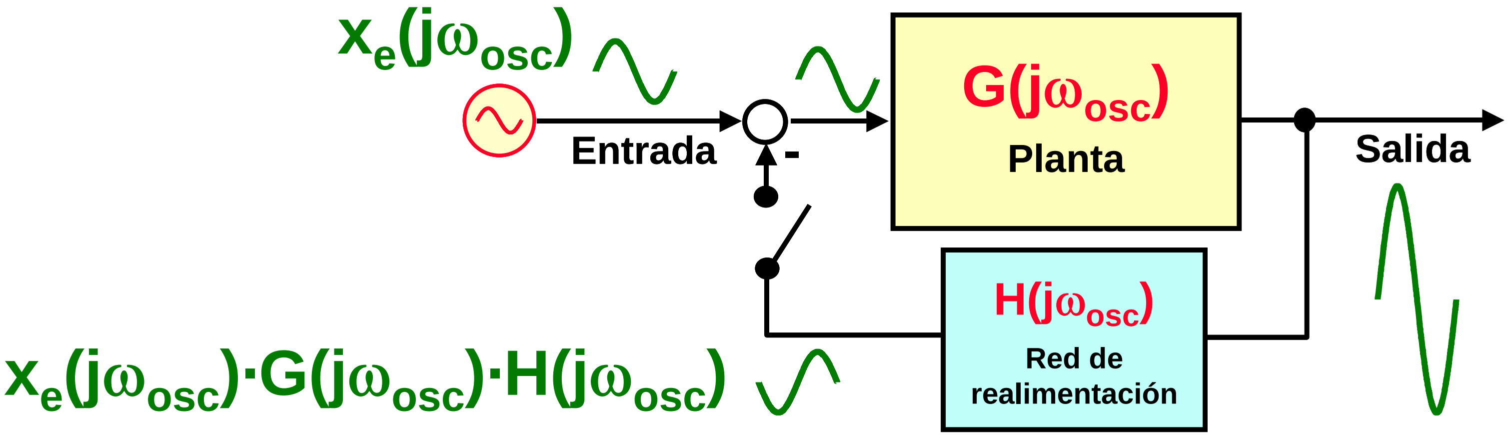
$$|G_{gm}(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})| = 1$$

Observaciones:

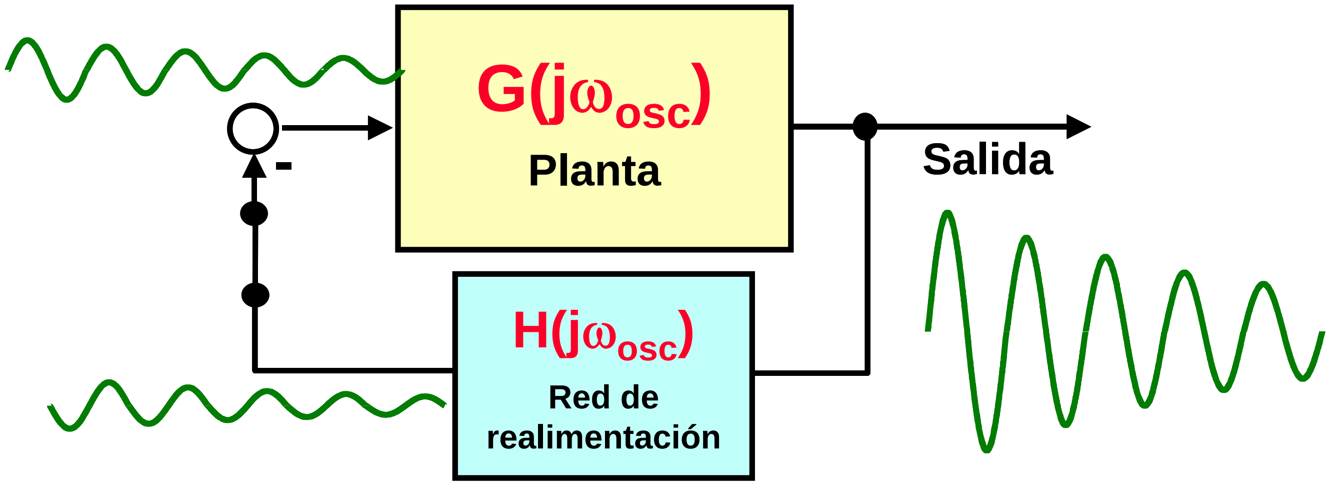
$G_{pm}(s)$: función de transferencia de pequeña magnitud

$G_{gm}(s)$: función de transferencia de gran magnitud

Condición de oscilación (V)

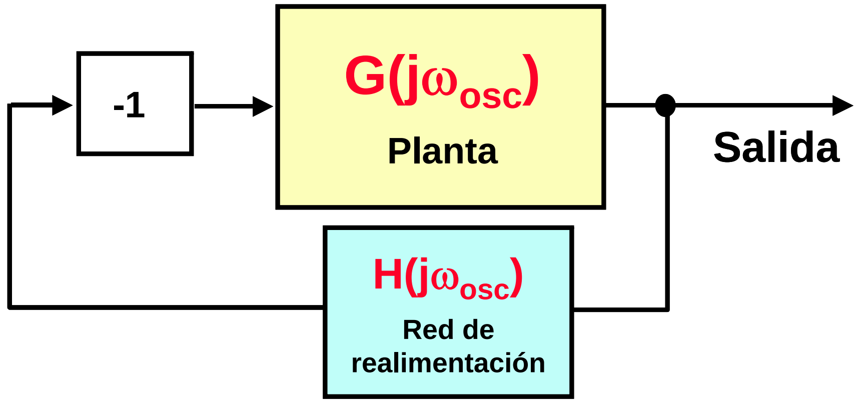


Si $|G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})| < 1$ cuando el desfase es 180º, entonces la oscilación se extinguirá



Condición de oscilación (VI)

Formulación formal:
Criterio de Nyquist



➢ Para que empiece la oscilación:

- **Tiene que existir una ω_{osc} a la que se se cumpla** $\underline{\angle G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})} = 180º$
- **A esa ω_{osc} tiene que cumplirse** $|G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})| > 1$

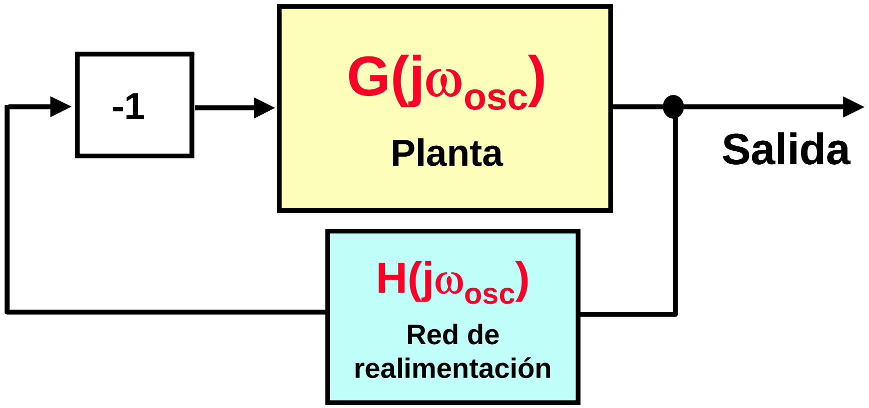
➢ Cuando se estabiliza la oscilación:

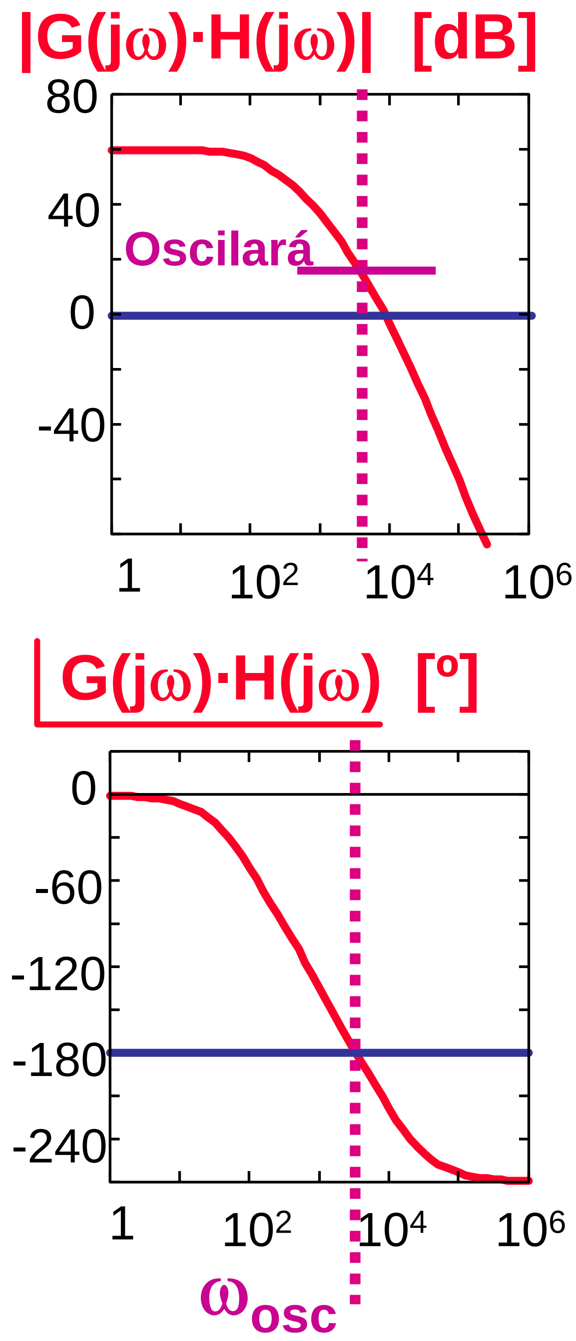
- **Disminuye la $G(j\omega_{osc})$ hasta que** $|G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})| = 1$ **cuando** $\underline{\angle G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})} = 180º$

Condición de oscilación (VII)

Interpretación con Diagramas de Bode

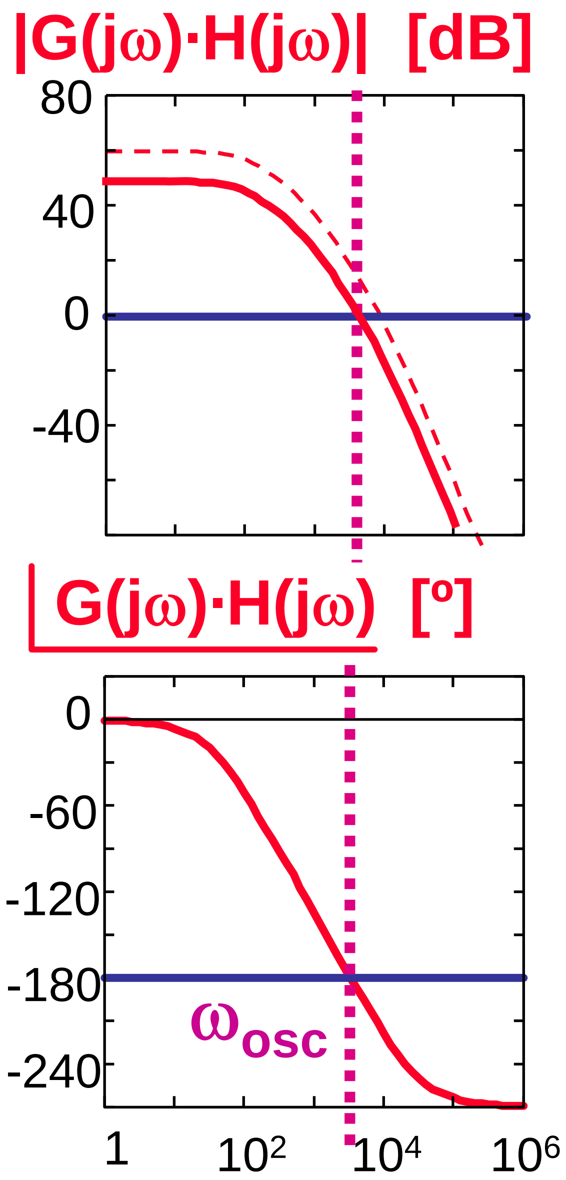
- **Para que empiece la oscilación.**



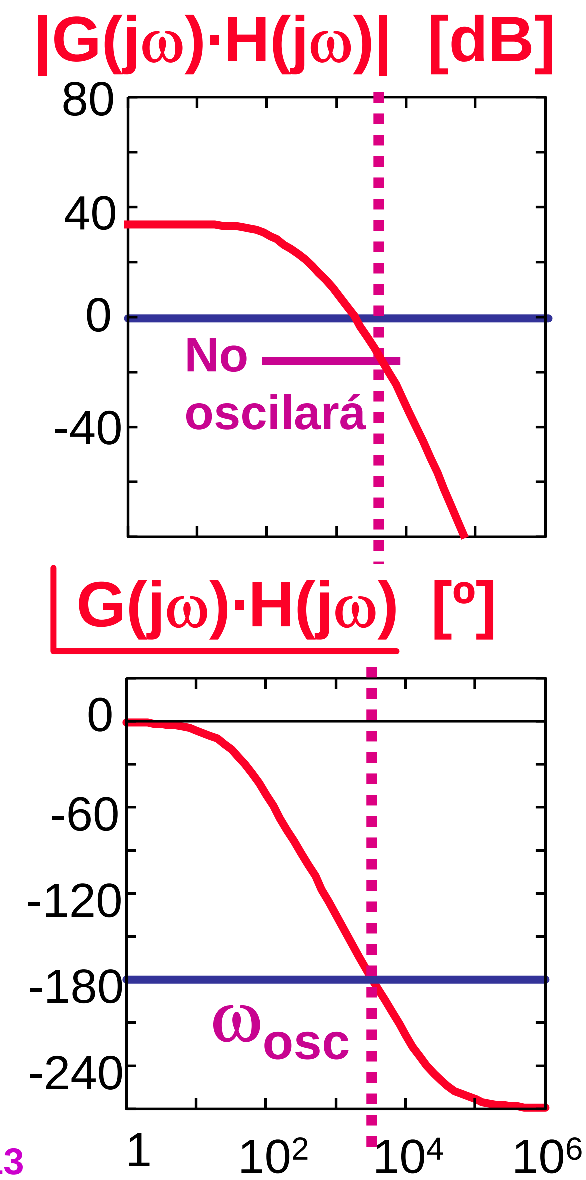


Condición de oscilación (VIII)

- **Cuando ya oscila.**

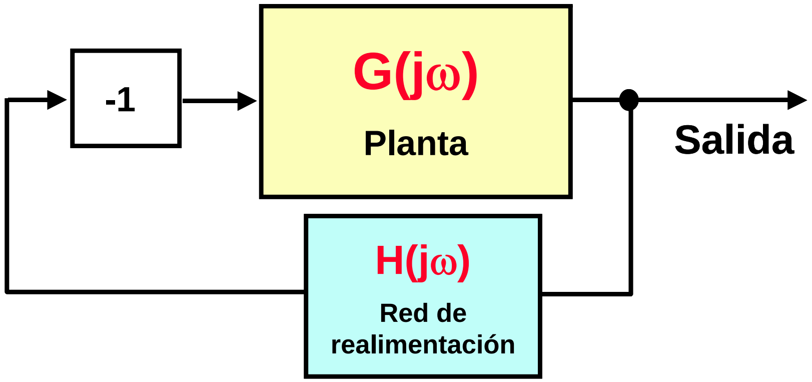


- **Para que no oscile.**

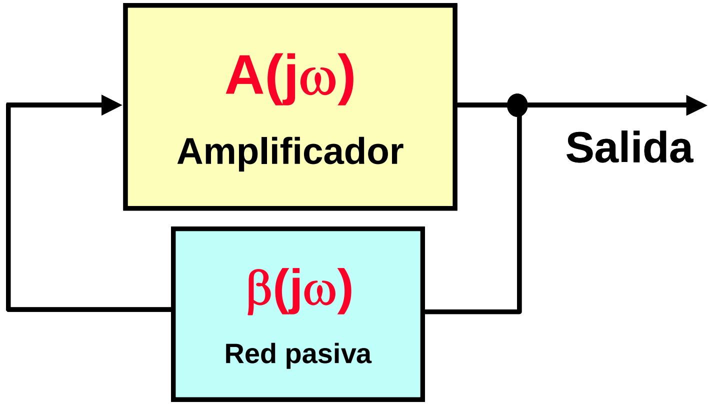


Condición de oscilación en osciladores

➢ **Caso general**



➢ **Oscilador**



Para que empiece la oscilación:

- **Existencia de ω_{osc} tal que**

$$G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc}) = 180º$$

- **A ω_{osc} se cumple**

$$|G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})| > 1$$

- **Existencia de ω_{osc} tal que**

$$A(j\omega_{osc})\cdot \beta(j\omega_{osc}) = 0º$$

- **A ω_{osc} se cumple**

$$|A(j\omega_{osc})\cdot \beta(j\omega_{osc})| > 1$$

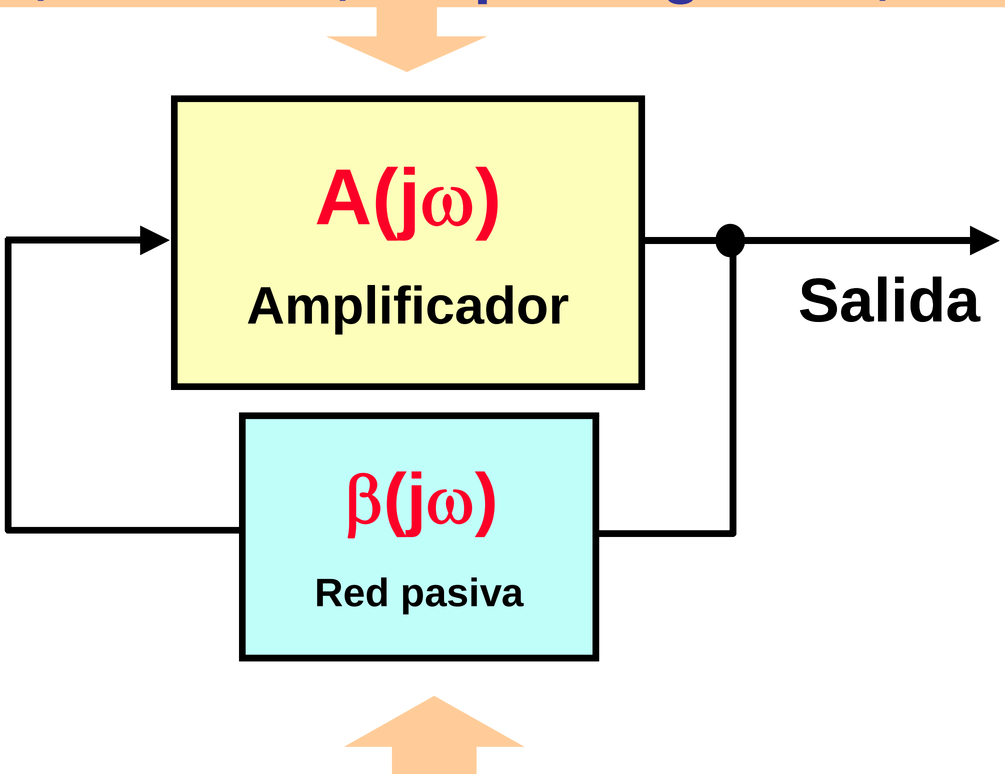
Cuando ya oscila:

$$|G(j\omega_{osc})\cdot H(j\omega_{osc})| = 1$$

$$|A(j\omega_{osc})\cdot \beta(j\omega_{osc})| = 1$$

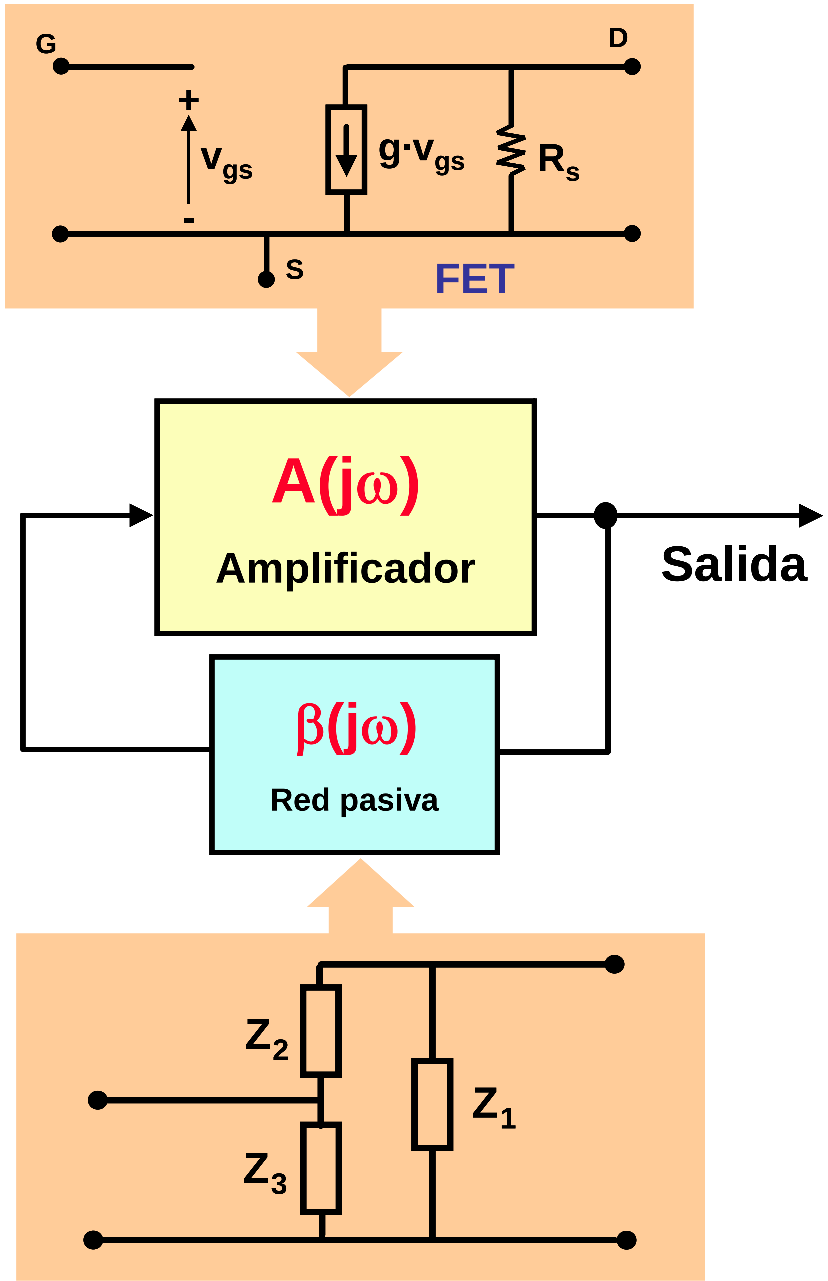
Tipos de Osciladores

BJT, JFET, MOSFET, Amp. Integrados, etc

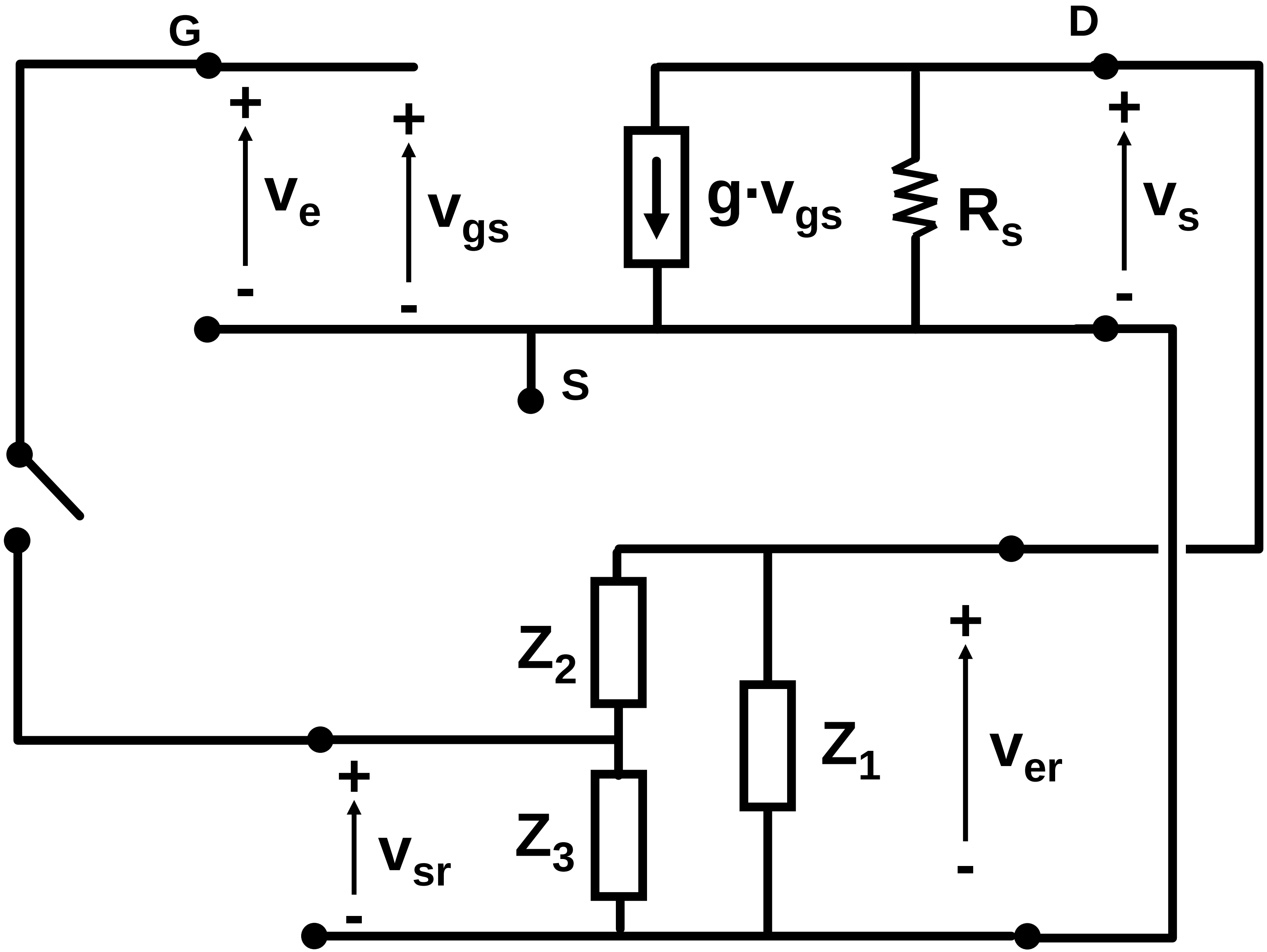


- **RC en baja frecuencia.**
- **LC en alta frecuencia (y variable).**
- **Dispositivo piezoeléctrico en alta frecuencia (y constante).**
- **Líneas de transmisión en muy alta frecuencia.**

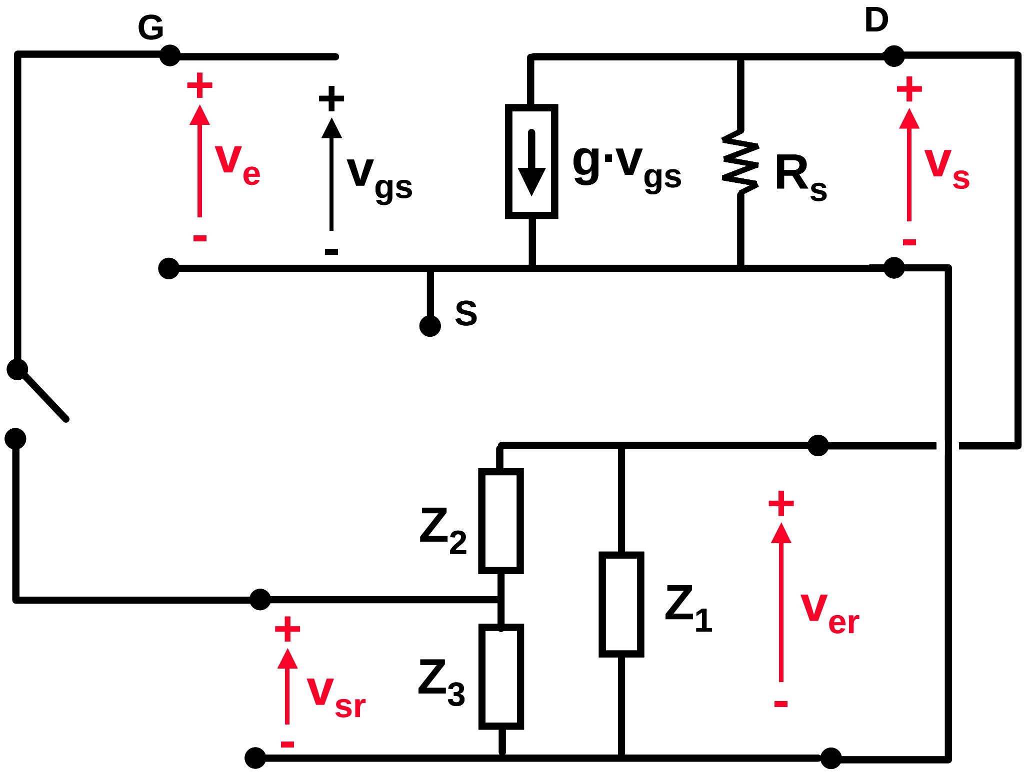
Osciladores LC con tres elementos reactivos (I)



Osciladores LC con tres elementos reactivos (II)



Osciladores LC con tres elementos reactivos (III)



$$v_s = -g \cdot \frac{R_s \cdot \dfrac{Z_1 \cdot (Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}}{R_s + \dfrac{Z_1 \cdot (Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}} \cdot v_e$$

$$v_{sr} = \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} \cdot v_{er}$$

$$v_{er} = v_s$$

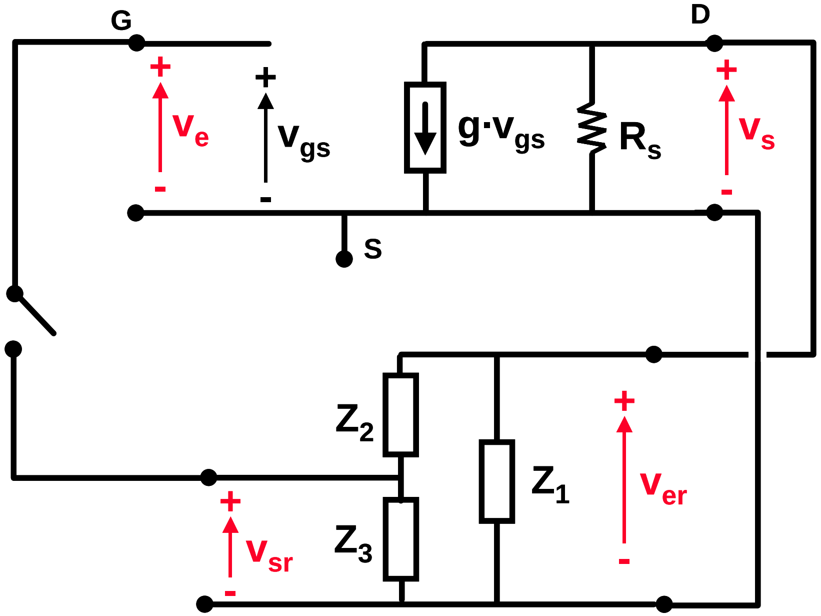
Por tanto:

$$v_{sr} = -g \cdot \frac{R_s \cdot \dfrac{Z_1 \cdot Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3}}{R_s + \dfrac{Z_1 \cdot (Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}} \cdot v_e$$

Osciladores LC con tres elementos reactivos (IV)

De otra forma: $$v_{sr} = -g\cdot \frac{R_s\cdot Z_1\cdot Z_3}{R_s\cdot(Z_1+Z_2+Z_3)+Z_1\cdot(Z_2+Z_3)}\cdot v_e$$

Por tanto: $$A\cdot\beta = v_{sr}/v_e = -g\cdot \frac{R_s\cdot Z_1\cdot Z_3}{R_s\cdot(Z_1+Z_2+Z_3)+Z_1\cdot(Z_2+Z_3)}$$



Puesto que usamos sólo bobinas y condensadores:

$Z_1 = j\cdot X_1$

$Z_2 = j\cdot X_2$

$Z_3 = j\cdot X_3$

Por tanto:

$$A\cdot\beta = -g\cdot \frac{-R_s\cdot X_1\cdot X_3}{j\cdot R_s\cdot(X_1+X_2+X_3)-X_1\cdot(X_2+X_3)}$$

Osciladores LC con tres elementos reactivos (V)

Si el circuito debe oscilar al cerrar el interruptor, debe cumplirse que:

- Existe ω_{osc} tal que $\angle A(j\omega_{osc})\cdot\beta(j\omega_{osc}) = 0^{o}$ (es decir, ***REAL***)
- A ω_{osc} se cumple $|A(j\omega_{osc})\cdot\beta(j\omega_{osc})| > 1$

Por tanto:

$$A(j\omega_{osc})\cdot\beta(j\omega_{osc}) = -g\cdot\frac{-R_s\cdot\cancel{X_1}\cdot X_3}{j\cdot R_s\cdot(\underbrace{\cancel{X_1+X_2+X_3}}_{=\,0})-\cancel{X_1}\cdot(X_2+X_3)}$$

Como: $X_1(\omega_{osc})+X_2(\omega_{osc})+X_3(\omega_{osc}) = 0$**, los tres elementos reactivos no pueden ser iguales. Tiene que haber dos bobinas y un condensador o dos condensadores y una bobina.**

Queda:

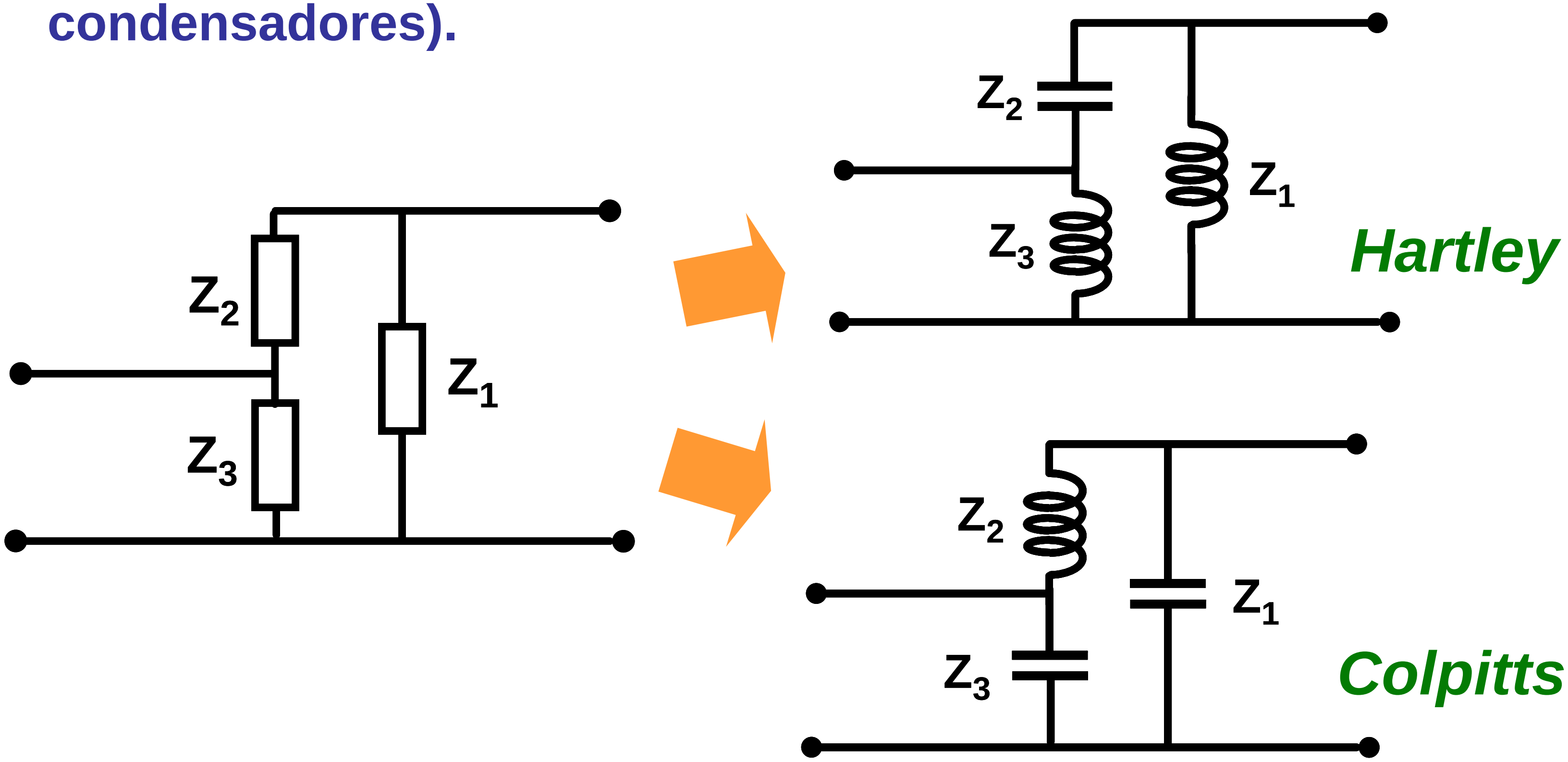
$$A(j\omega_{osc})\cdot\beta(j\omega_{osc}) = -g\cdot\frac{R_s\cdot X_3(\omega_{osc})}{X_2(\omega_{osc})+X_3(\omega_{osc})}$$

Y como: $X_2(\omega_{osc})+X_3(\omega_{osc}) = -X_1(\omega_{osc})$,

Osciladores LC con tres elementos reactivos (VI)

queda: $$A(j\omega_{osc})\cdot\beta(j\omega_{osc}) = g\cdot\frac{R_s\cdot X_3(\omega_{osc})}{X_1(\omega_{osc})}$$

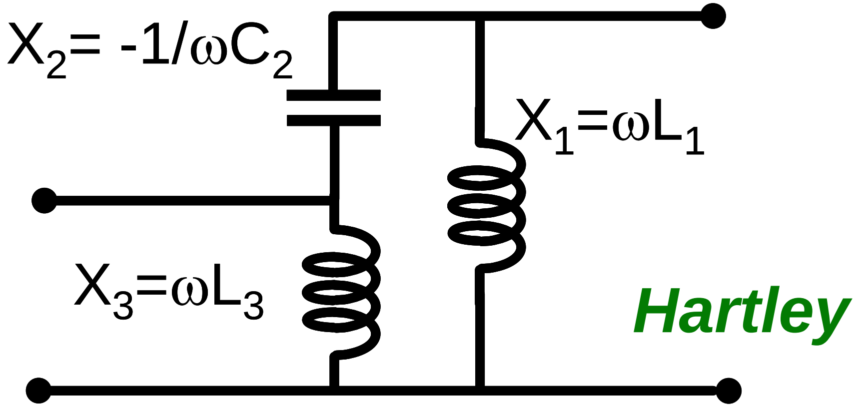
Como: $\angle A(j\omega_{osc})\cdot\beta(j\omega_{osc}) = 0^{o}$ (es decir, ***POSITIVO***)**,** X_3 **y** X_1 **deben ser del mismo tipo (los dos elementos bobinas o los dos condensadores).**



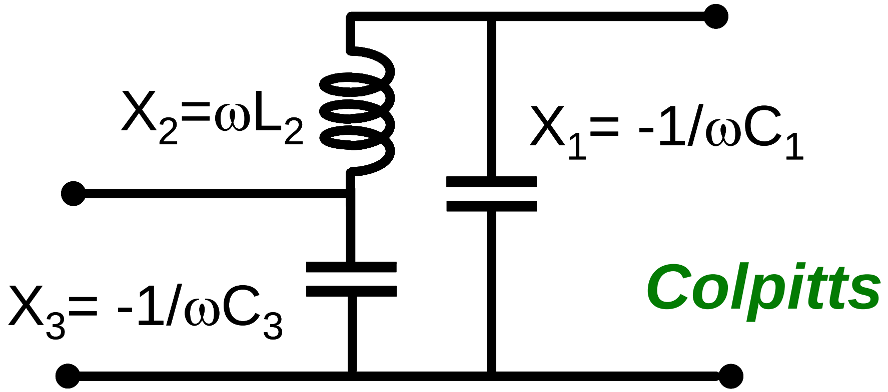
Osciladores LC con tres elementos reactivos (VII)

Como para que el circuito oscile al cerrar el interruptor debe cumplirse que $|A(j\omega_{osc})\cdot\beta(j\omega_{osc})| > 1$**, entonces queda:**

$$g\cdot\frac{R_s\cdot X_3(\omega_{osc})}{X_1(\omega_{osc})} > 1$$



$$g\cdot\frac{R_s\cdot L_3}{L_1} > 1$$

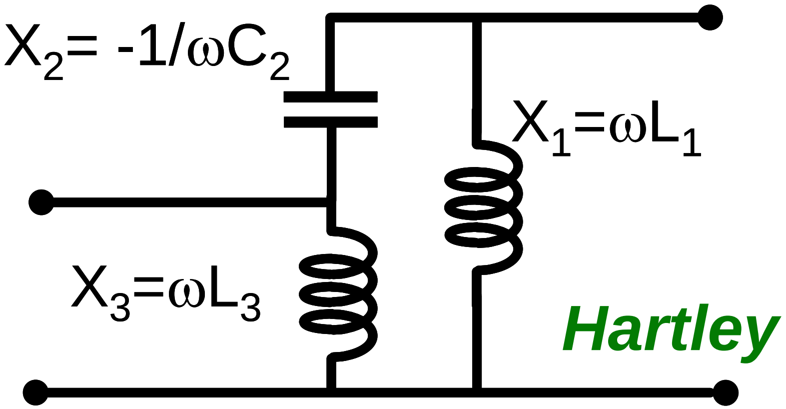


$$g\cdot\frac{R_s\cdot C_1}{C_3} > 1$$

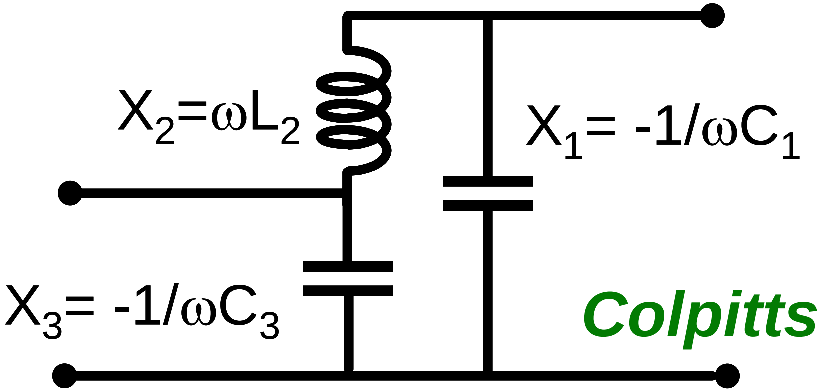
Osciladores LC con tres elementos reactivos (VIII)

La frecuencia de oscilación se calcula a partir de la condición:

$X_1(\omega_{osc})+X_2(\omega_{osc})+X_3(\omega_{osc}) = 0$



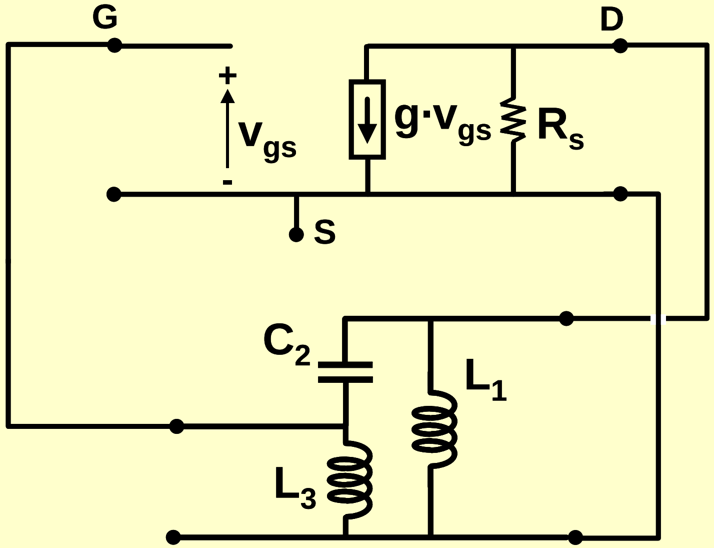
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_3)C_2}}$$



$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_1\cdot C_3}{C_1+C_3}\cdot L_2}}$$

Resumen

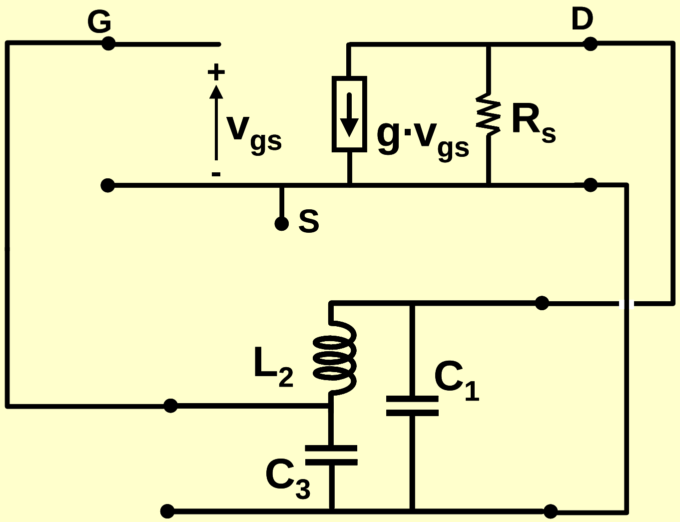
Hartley



$$g \cdot \frac{R_s \cdot L_3}{L_1} > 1$$

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_3)C_2}}$$

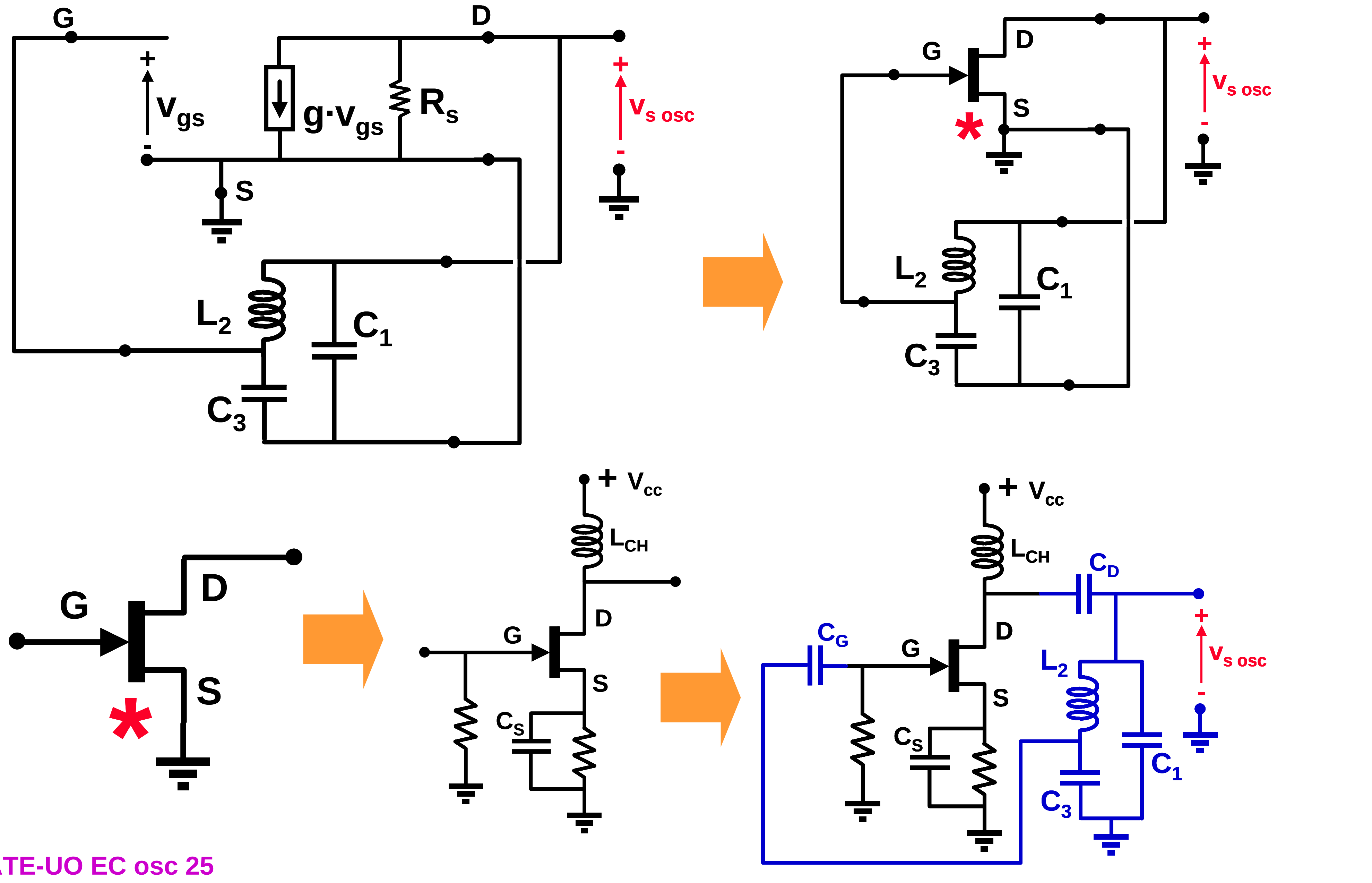
Colpitts



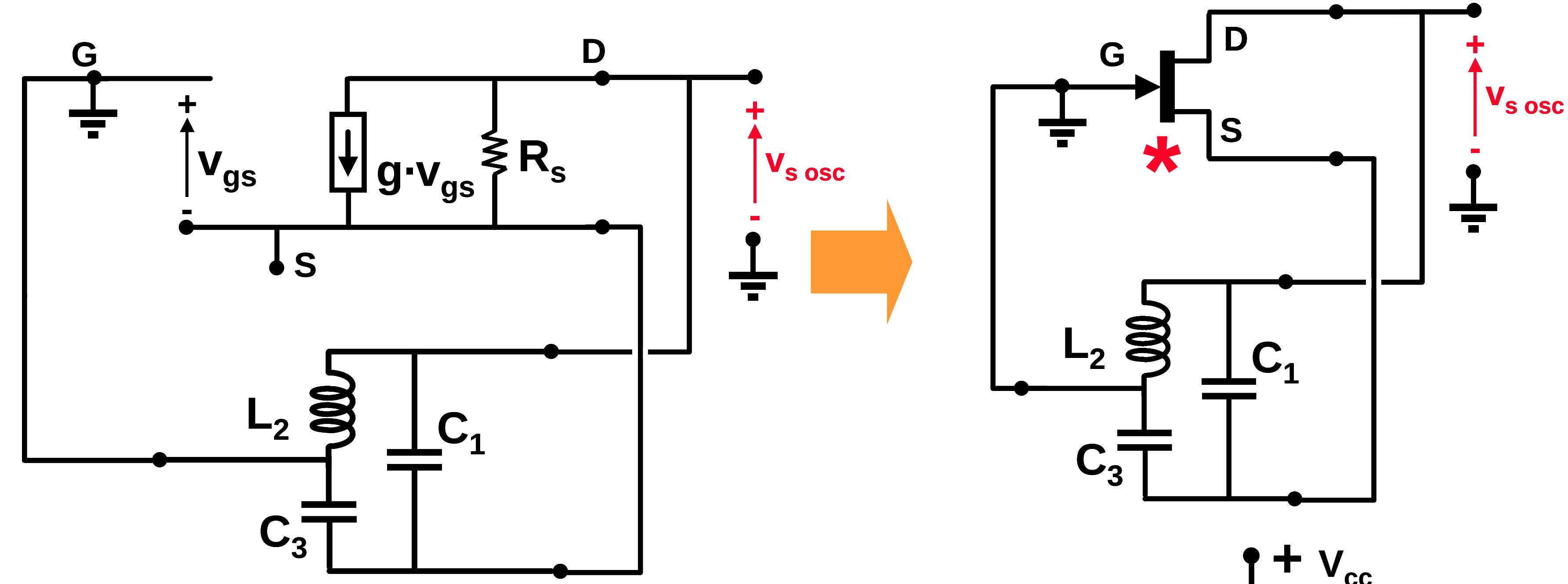
$$g \cdot \frac{R_s \cdot C_1}{C_3} > 1$$

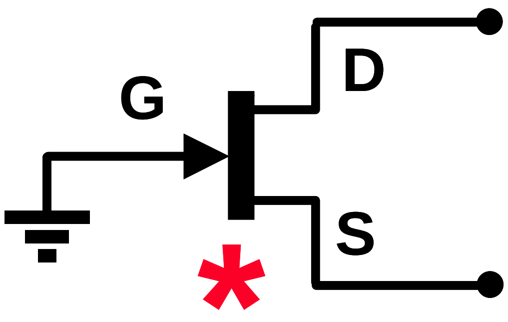
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_1 \cdot C_3}{C_1 + C_3} \cdot L_2}}$$

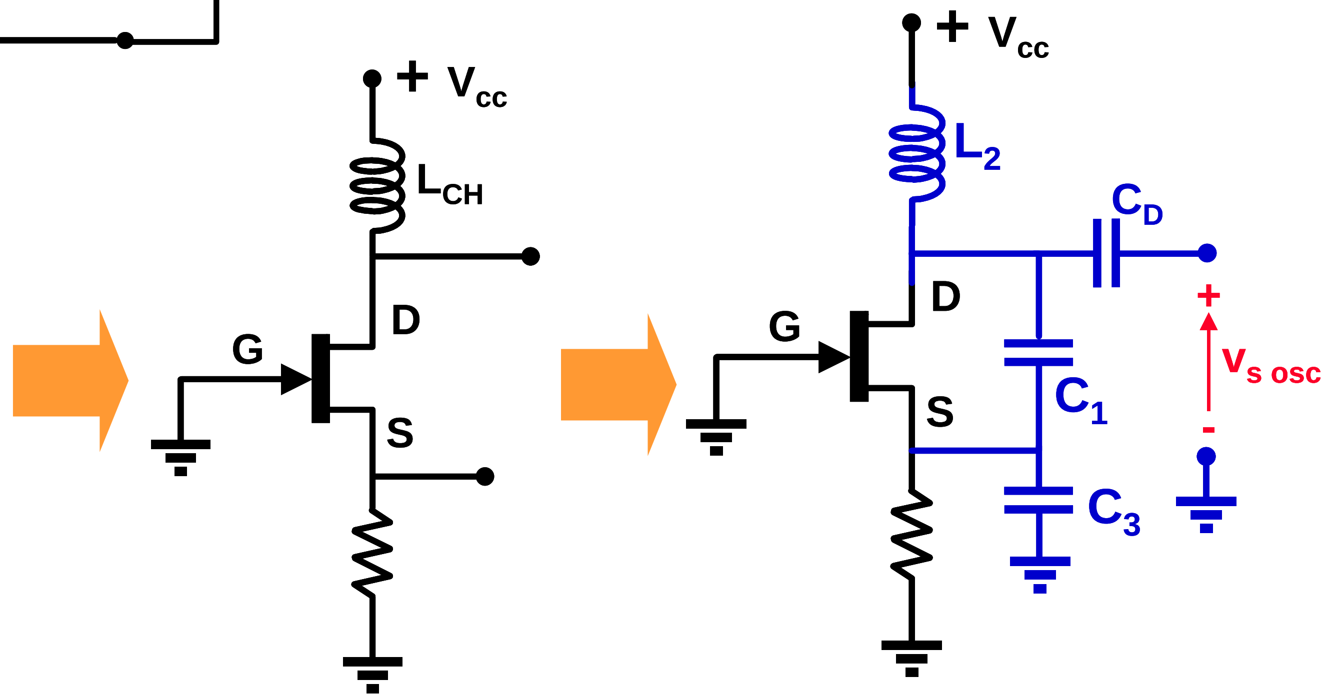
Realización práctica de un Colpitts en “fuente común”



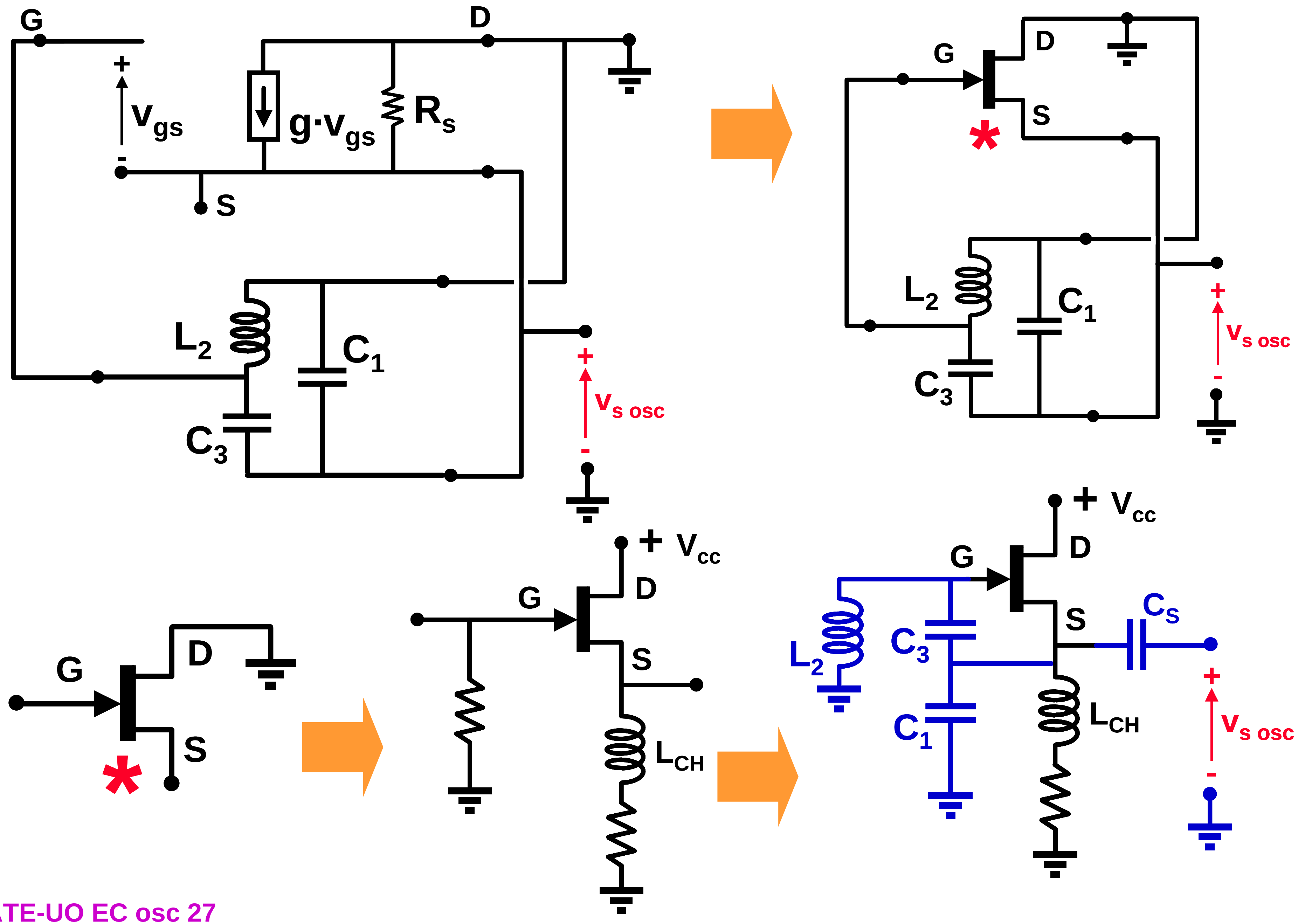
Realización práctica de un Colpitts en “puerta común”



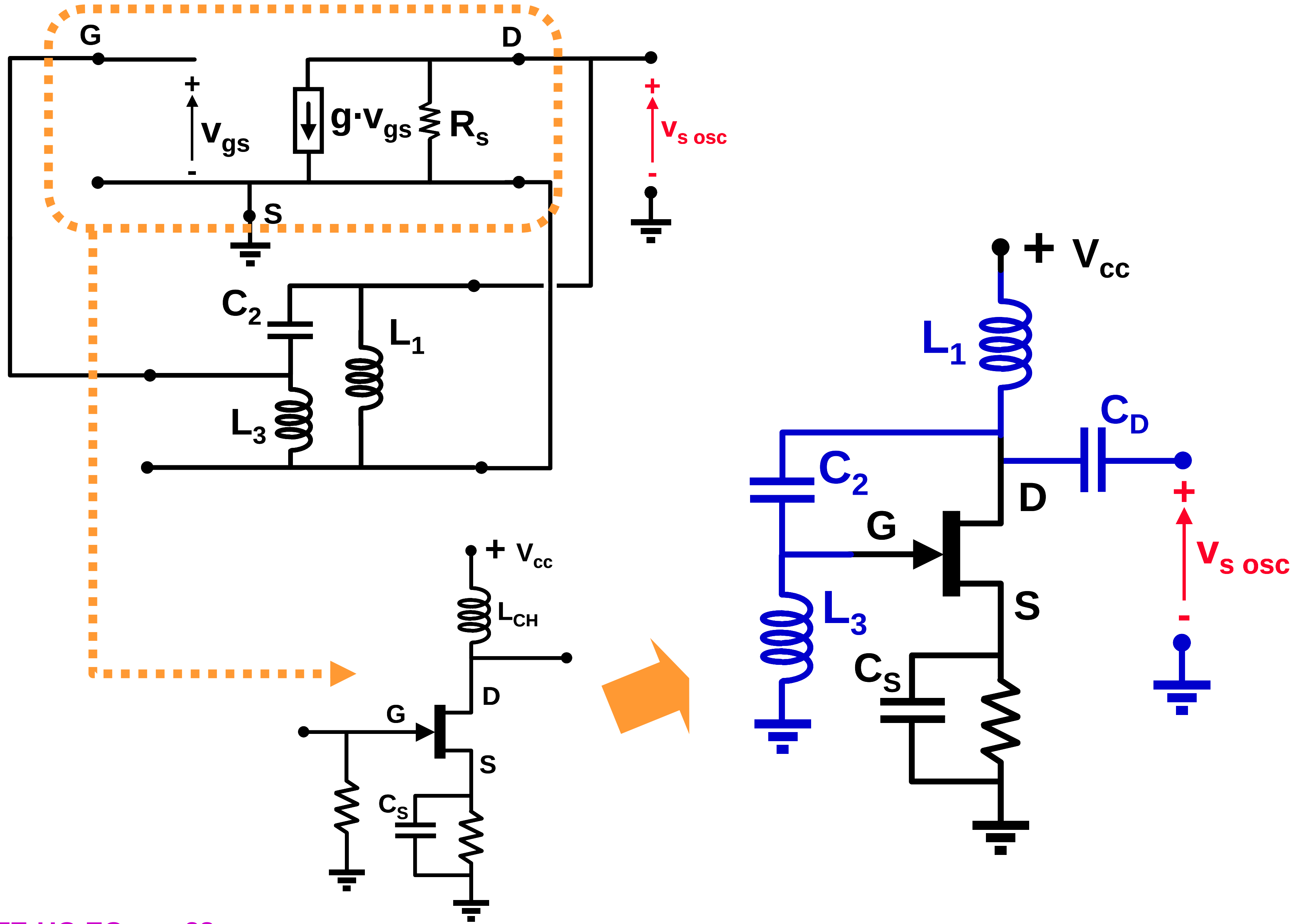




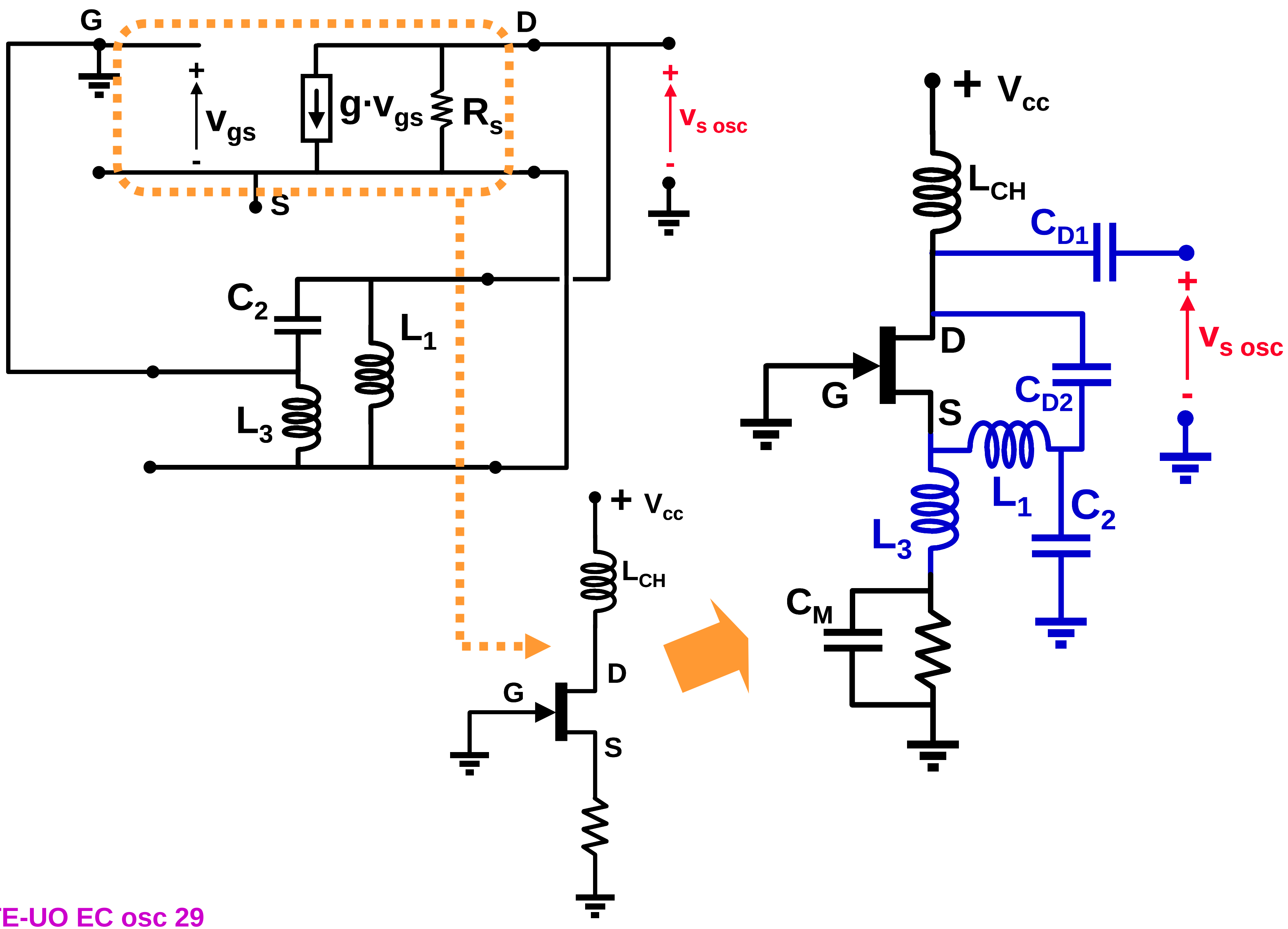
Realización práctica de un Colpitts en “drenador común”



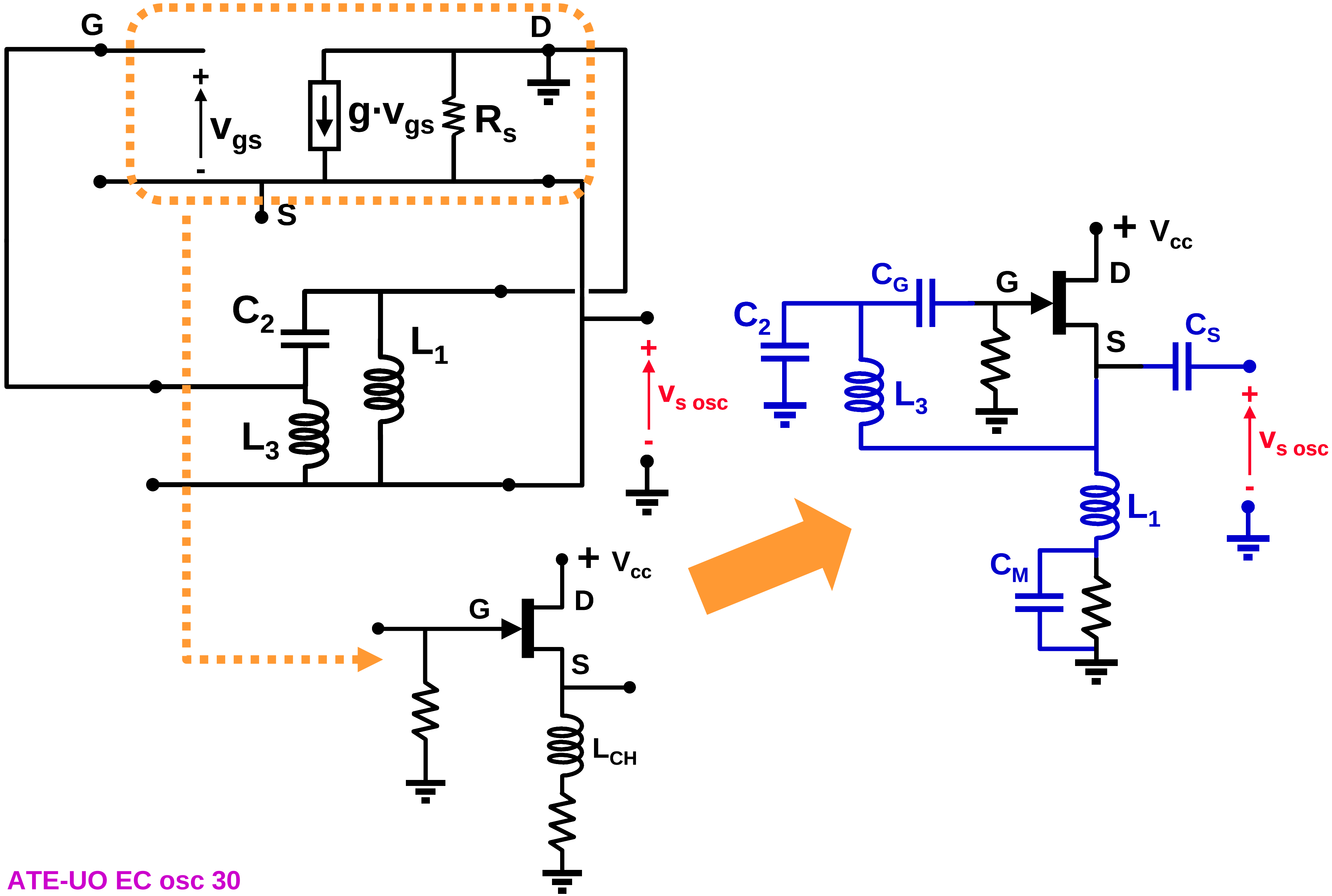
Realización práctica de un Hartley en "fuente común"



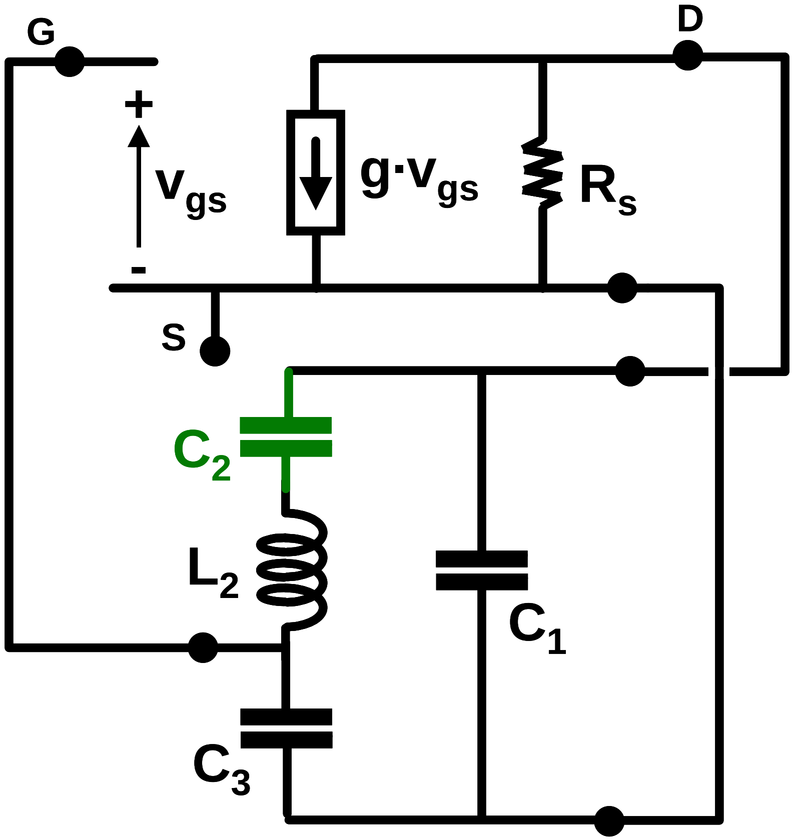
Realización práctica de un Hartley en "puerta común"



Realización práctica de un Hartley en “drenador común”



Osciladores LC con más de tres elementos reactivos: El oscilador de Clapp (I)



Condiciones de oscilación:

$$g \cdot \frac{R_s \cdot C_1}{C_3} > 1$$

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\dfrac{C_1 \cdot C_2 \cdot C_3}{C_1 \cdot C_2 + C_1 \cdot C_3 + C_2 \cdot C_3} \cdot L_2}}$$

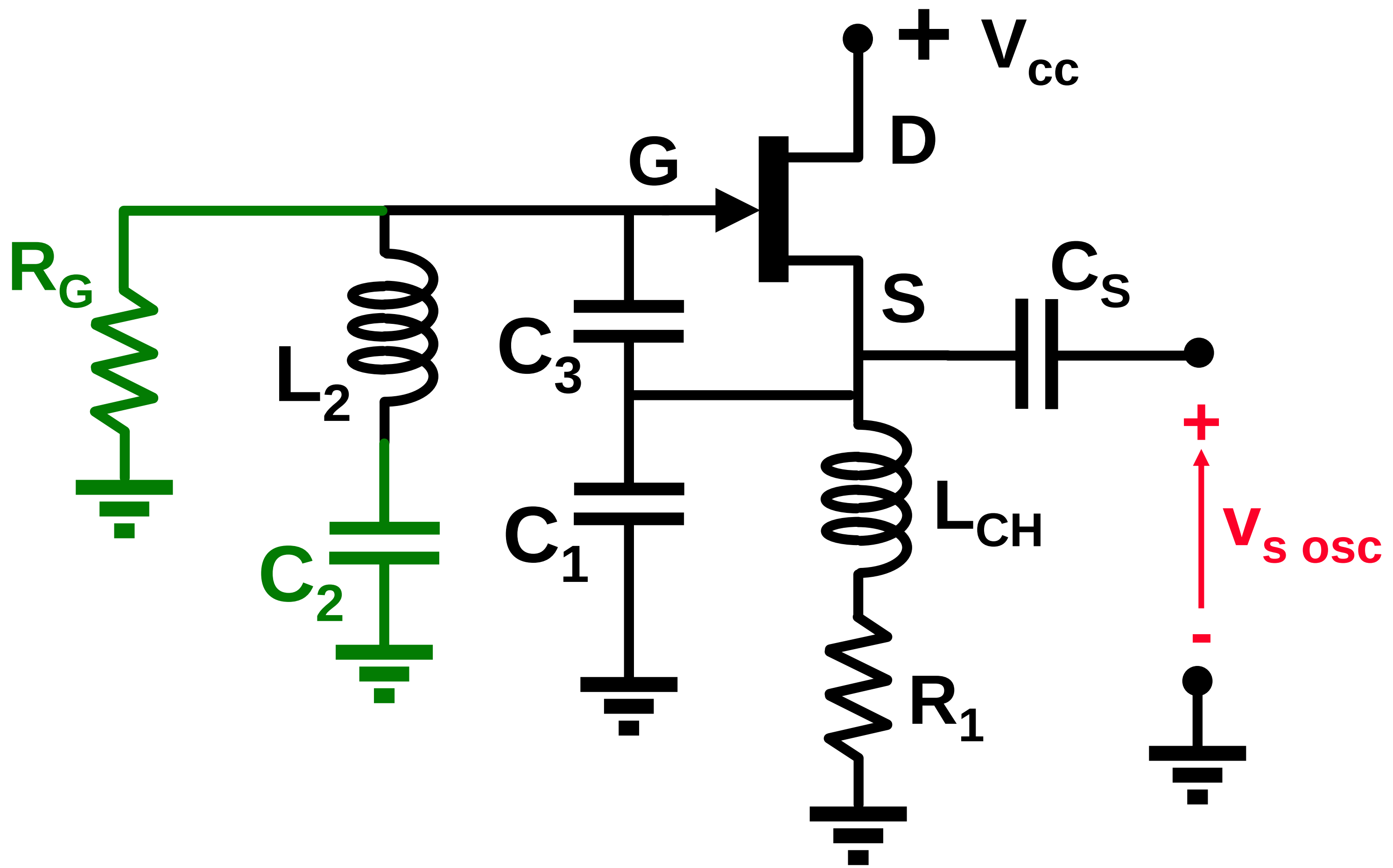
- **C_2 no influye en la condición** $|A(j\omega_{osc}) \cdot \beta(j\omega_{osc})| > 1$

- **C_2 influye en la frecuencia de oscilación, especialmente si $C_2 \ll C_1, C_3$**

- **Especialmente útil para osciladores de frecuencia variable.**

Osciladores LC con más de tres elementos reactivos: El oscilador de Clapp (II)

Realización práctica en “drenador común”



Osciladores de frecuencia variable (I)

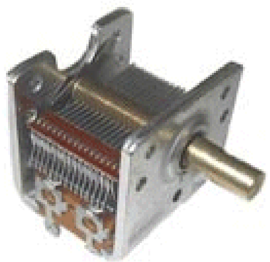
Hay que hacer variar uno de los elementos reactivos de la red de realimentación.

Tipos:

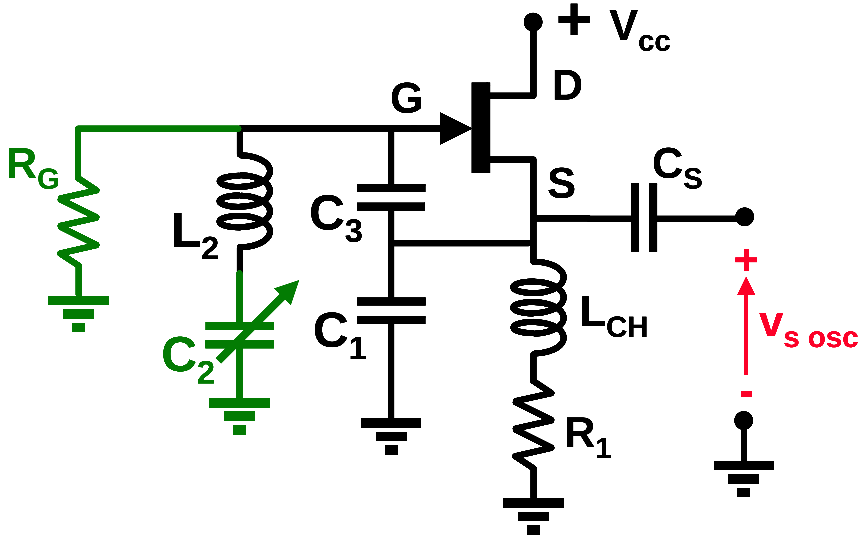
- **Con control manual**
- **Controlado por tensión (*Voltage Cotrolled Oscillator,* VCO)**

Con control manual de la frecuencia

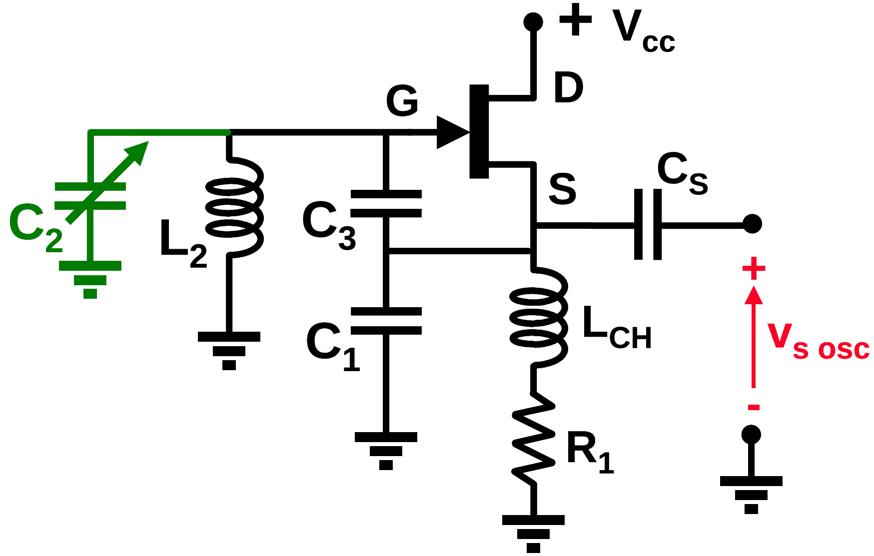
Usando un condensador variable


Osciladores de frecuencia variable (II)



Clapp (Colpitts sintonizado en serie)
en "drenador común"



Colpitts sintonizado en paralelo
en "drenador común"

Condiciones de oscilación: $g\cdot\frac{R_S\cdot C_1}{C_3} > 1$ **(común)**

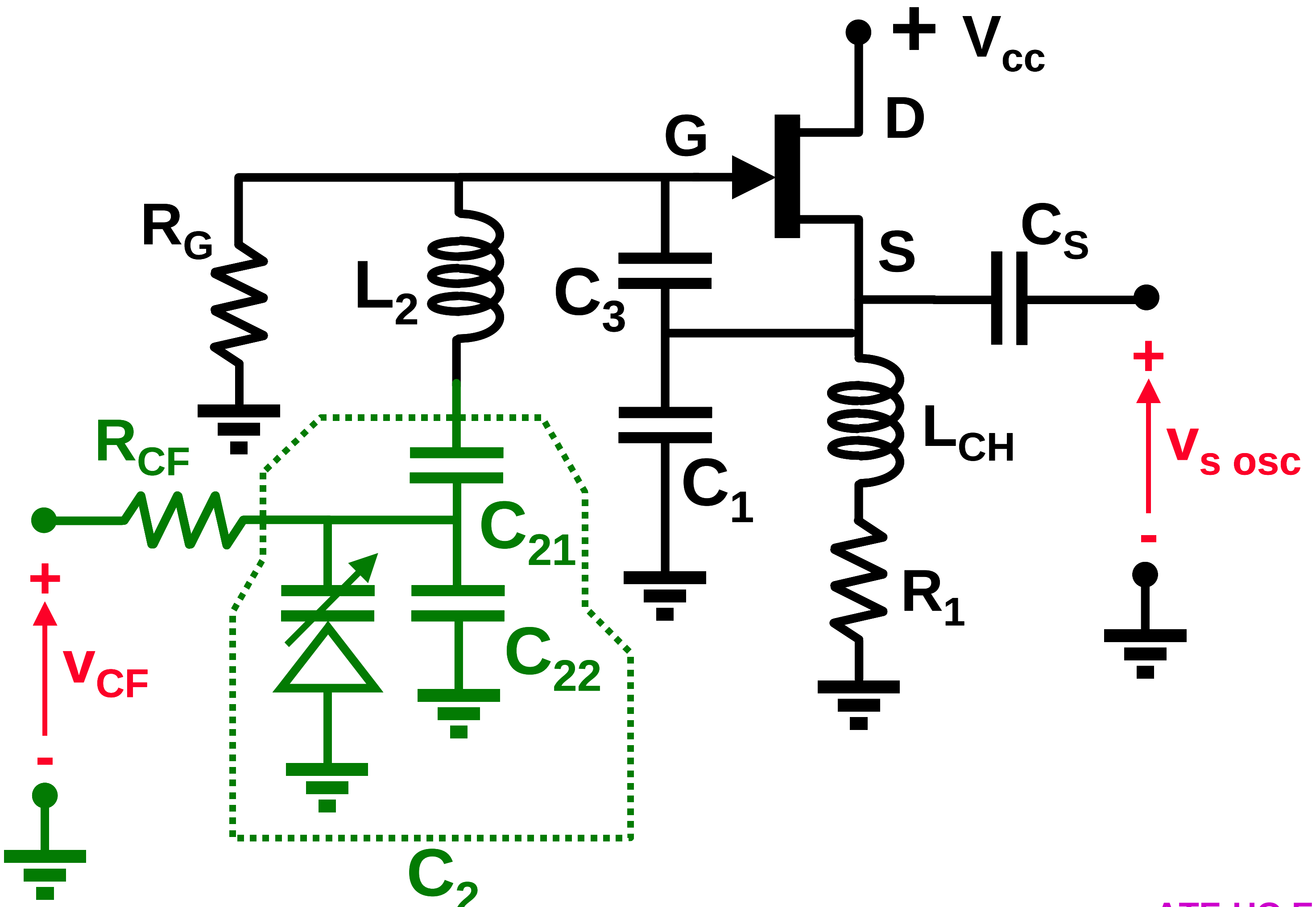
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_1\cdot C_2\cdot C_3}{C_1\cdot C_2+C_1\cdot C_3+C_2\cdot C_3}\cdot L_2}}$$

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(\frac{C_1\cdot C_3}{C_1+C_3}+C_2)\cdot L_2}}$$

Osciladores de frecuencia variable (III)

Osciladores Controlado por Tensión (VCOs)

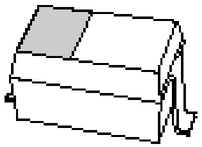
Se basan en el uso de diodos varicap (también llamados "varactores")



Hojas de características de un diodo varicap (BB131) (I)

DISCRETE SEMICONDUCTORS

DATA SHEET



BB131
VHF variable capacitance diode

Product specification 1998 Sep 15
Supersedes data of 1996 May 03

Philips Semiconductors

PHILIPS

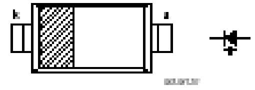
VHF variable capacitance diode BB131

FEATURES

- Excellent linearity
- Very small plastic SMD package
- C28: 1 pF; ratio: 14.

APPLICATIONS

- Electronic tuning in satellite tuners
- Tunable coupling
- VCO.



Marking code: P1.
Cathode side indicated by a bar.

Fig.1 Simplified outline (SOD323) and symbol.

DESCRIPTION

The BB131 is a variable capacitance diode, fabricated in planar technology, and encapsulated in the SOD323 very small plastic SMD package.

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	MIN.	MAX.	UNIT
V_R	continuous reverse voltage	–	30	V
I_F	continuous forward current	–	20	mA
T_{stg}	storage temperature	−55	+150	°C
T_j	operating junction temperature	−55	+125	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified.

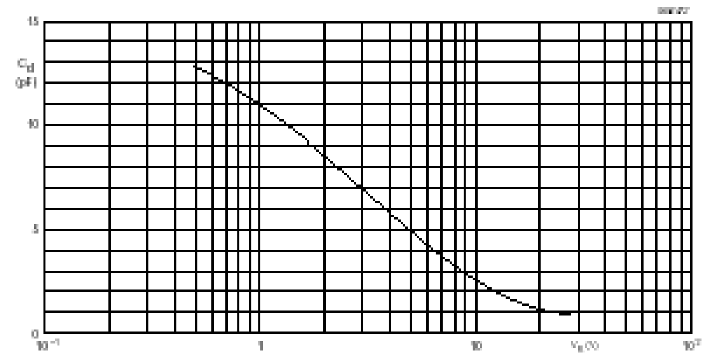
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
I_R	reverse current	V_R = 30 V; see Fig.3	–	10	nA
		V_R = 30 V; T_j = 85 °C; see Fig.3	–	200	nA
r_s	diode series resistance	f = 470 MHz; note 1	–	3	Ω
C_d	diode capacitance	V_R = 0.5 V; f = 1 MHz; see Figs 2 and 4	8	17	pF
		V_R = 28 V; f = 1 MHz; see Figs 2 and 4	0.7	1.055	pF
$\frac{C_{d(0.5V)}}{C_{d(28V)}}$	capacitance ratio	f = 1 MHz	12	16	

Note

1. V_R is the value at which C_d = 9 pF.

Hojas de características de un diodo varicap (BB131) (II)

GRAPHICAL DATA



f = 1 MHz; T_j = 25 °C.

Fig.2 Diode capacitance as a function of reverse voltage; typical values.

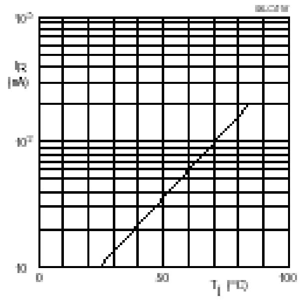
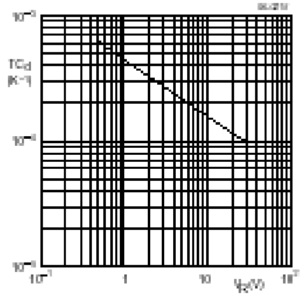


Fig.3 Reverse current as a function of junction temperature; maximum values.



T_j = 0 to 85 °C.

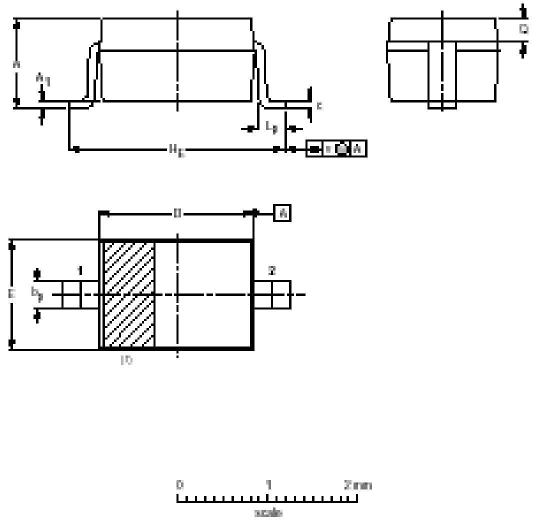
Fig.4 Temperature coefficient of diode capacitance as a function of reverse voltage; typical values.

Philips Semiconductors Product specification

VHF variable capacitance diode BB131

PACKAGE OUTLINE

Plastic surface mounted package; 2 leads SOD323



DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	A	A_1 max.	b_p	c	D	E	H_E	L_p	Q	v
mm	1.1 0.8	+0.05 −0.05	0.40 0.25	0.25 0.10	1.8 1.6	1.35 1.15	2.7 2.3	0.45 0.15	0.25 0.15	0.2

Note

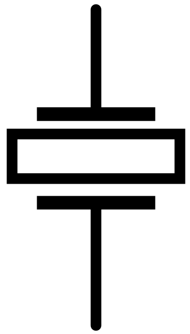
1. The marking bar indicates the cathode.

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOD323						98-09-14

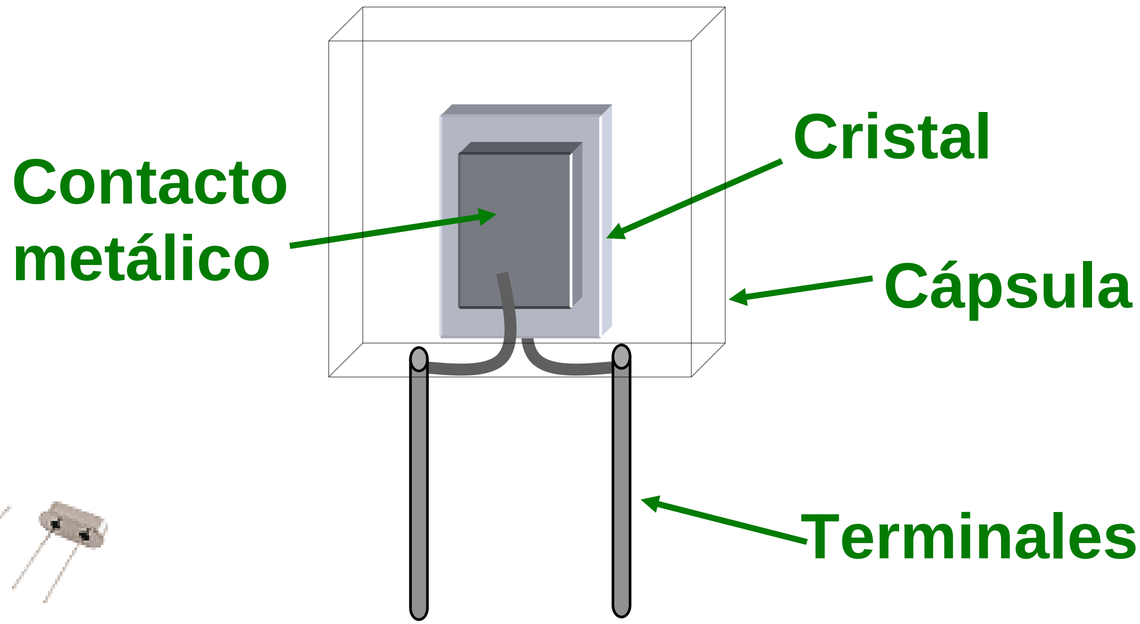
Osciladores de frecuencia muy constante

- Se basan en el uso de cristales de cuarzo (u otro material piezoeléctrico)

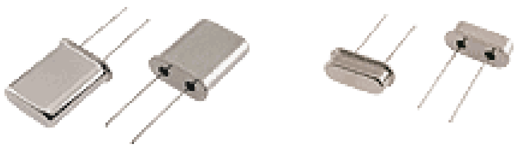
- Símbolo:



- Interior del dispositivo:

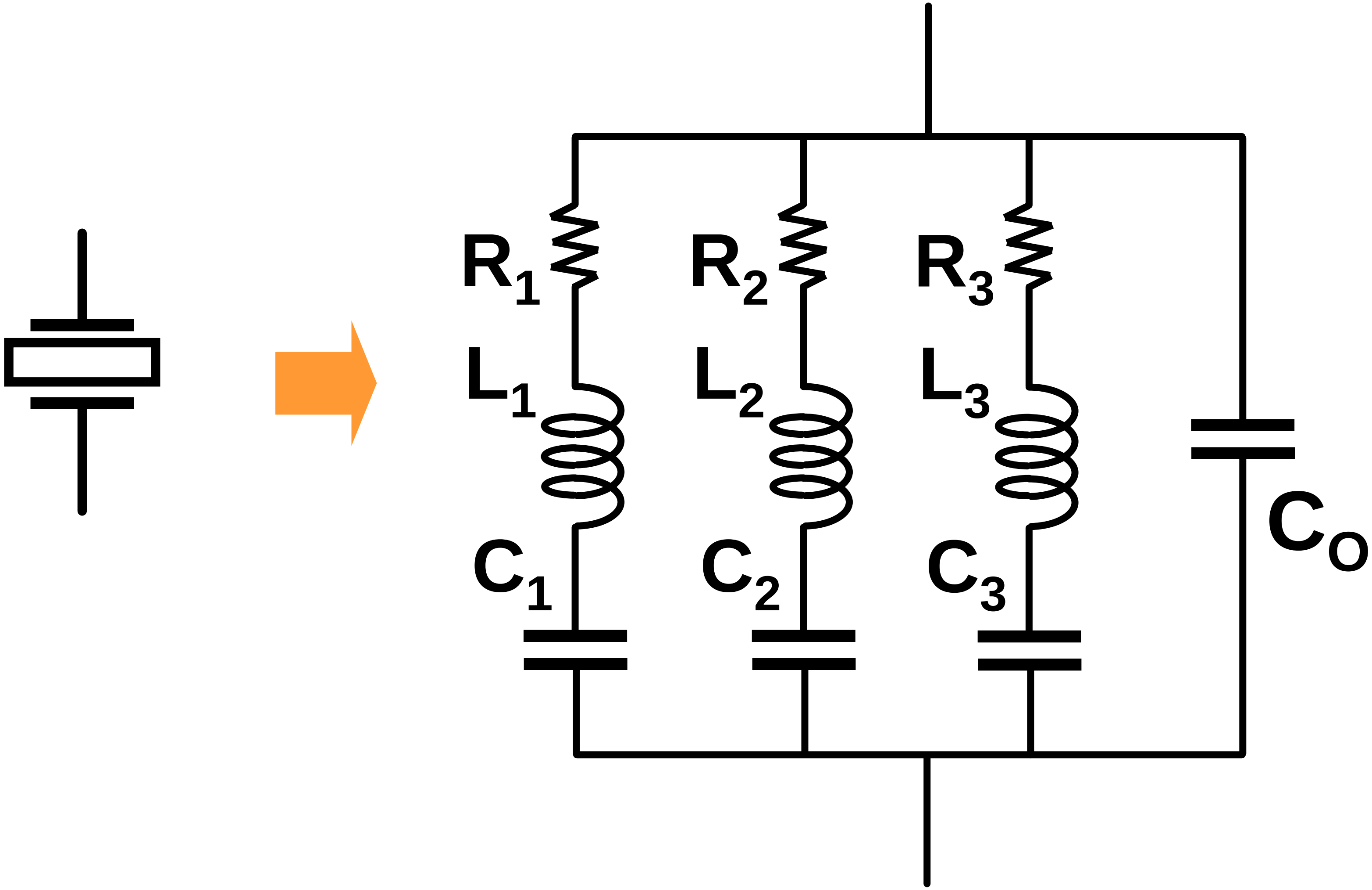


- Aspecto:

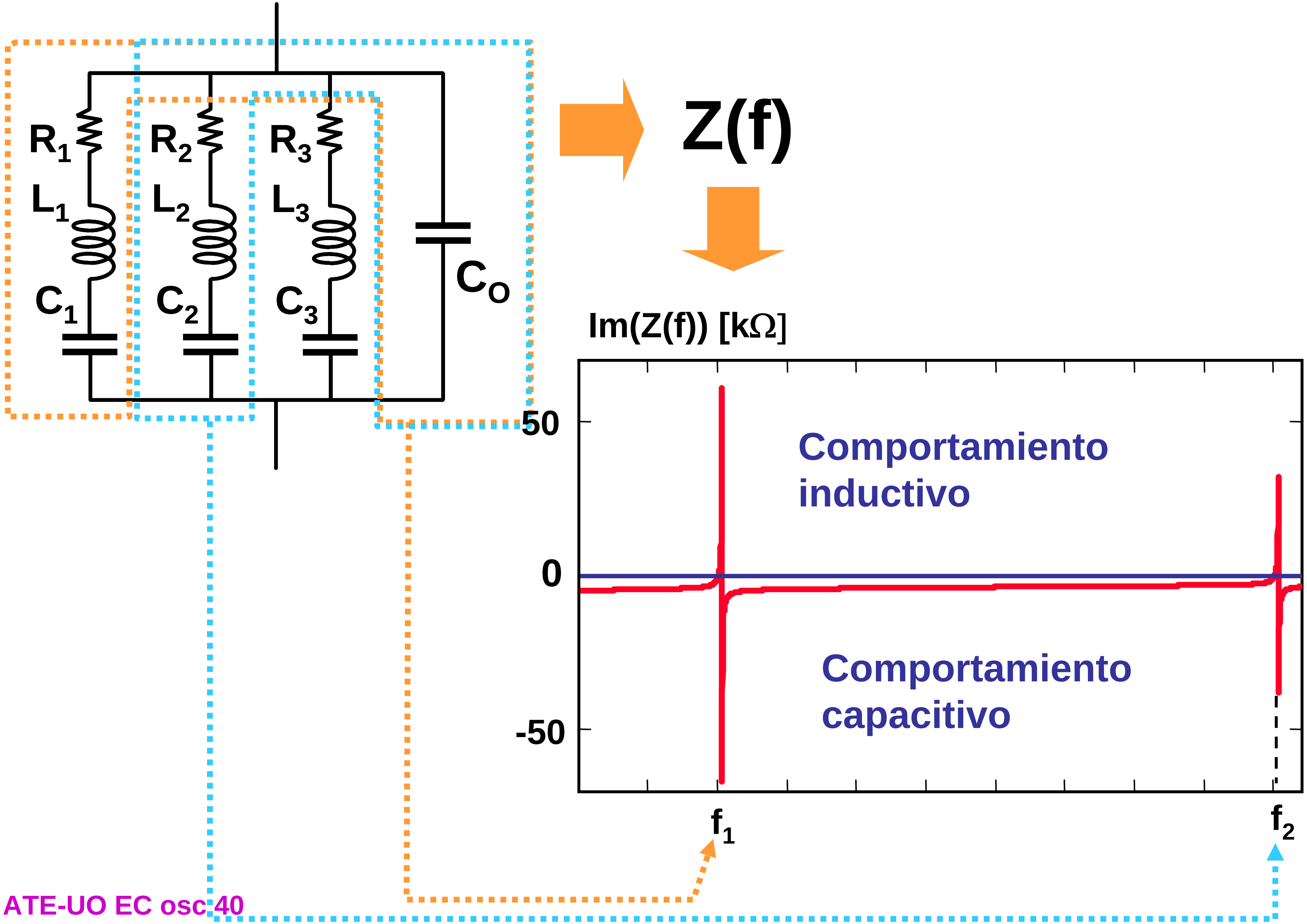


Cristales piezoeléctricos (I)

- **Circuito equivalente de un cristal de cuarzo:**

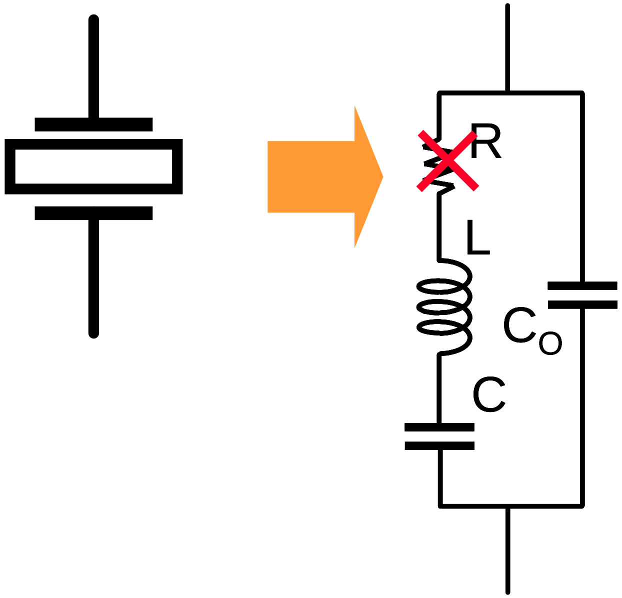


Cristales piezoeléctricos (II)



Cristales piezoeléctricos (III)

Modelo simplificado (alrededor de una de las frecuencias en las que se produce comportamiento inductivo)



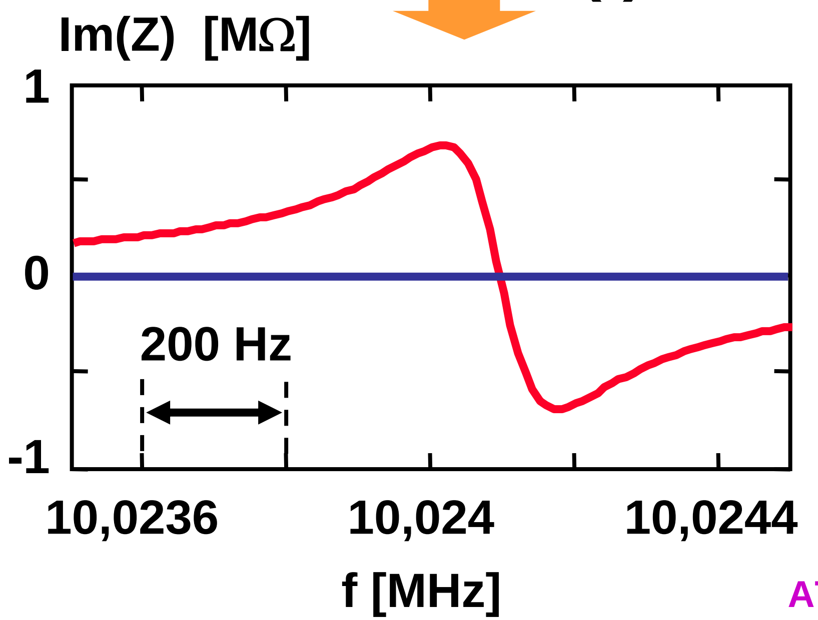
Ejemplo: cristal de μP de 10 MHz

R = 20 Ω **L = 15 mH**

C = 0,017 pF **C_O = 3,5 pF**

X_L(10 MHz)= $2\pi\cdot10^7\cdot15\cdot10^{-3}$ = 942 kΩ

Z(f)

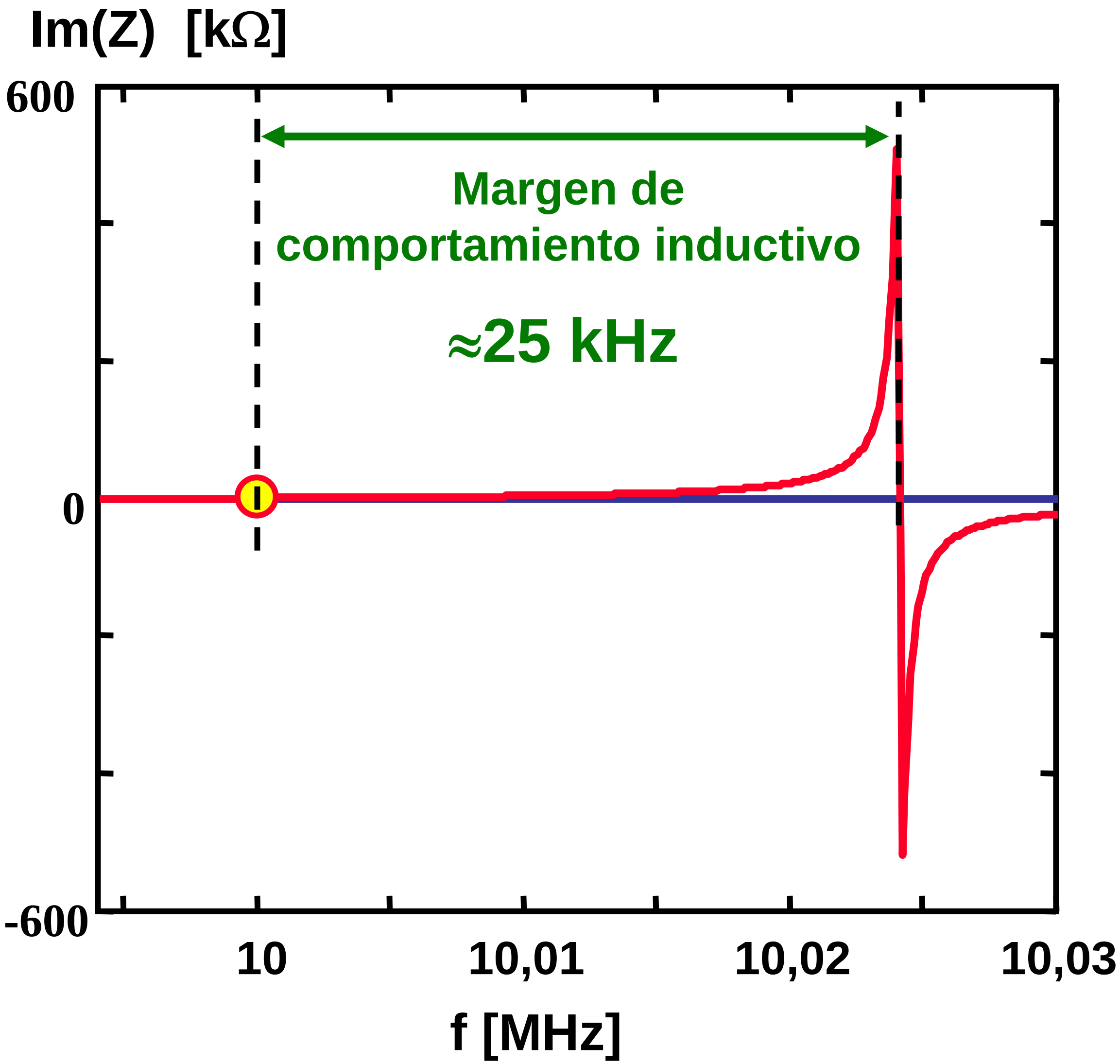


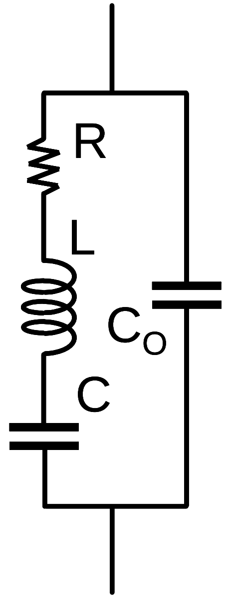
Cristales piezoeléctricos (IV)

En otra escala

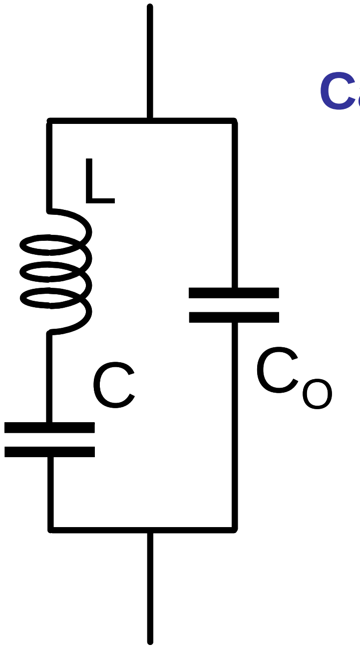
Ejemplo: cristal de μP de 10 MHz

R = 20 Ω   L = 15 mH   C = 0,017 pF C_O = 3,5 pF





Cristales piezoeléctricos (V)



Calculamos la impedancia del modelo del cristal

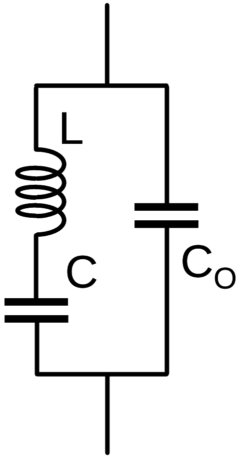
$$Z(s) = \frac{\frac{1}{C_O\cdot s}\left(L\cdot s + \frac{1}{C\cdot s}\right)}{\frac{1}{C_O\cdot s} + L\cdot s + \frac{1}{C\cdot s}} = \frac{1}{C_P\cdot s}\cdot\frac{(L\cdot C\cdot s^2 + 1)}{(L\cdot C_S\cdot s^2 + 1)}$$

siendo: $C_S = \dfrac{C\cdot C_O}{C+C_O}$ $\quad C_P = C+C_O$

Análisis senoidal: $s = j\omega$

$$Z(j\omega) = \frac{-j}{C_P\cdot\omega}\cdot\frac{(1 - L\cdot C\cdot\omega^2)}{(1 - L\cdot C_S\cdot\omega^2)} = \frac{-j(\omega_1/\omega_2)^2}{C_O\cdot\omega}\cdot\frac{(1-(\omega/\omega_1)^2)}{(1-(\omega/\omega_2)^2)}$$

siendo: $\omega_1 = \dfrac{1}{\sqrt{L\cdot C}}$ $\quad \omega_2 = \dfrac{1}{\sqrt{L\cdot C_S}}$



Cristales piezoeléctricos (VI)

$$Z(j\omega) = \frac{-j(\omega_1/\omega_2)^2}{C_O \cdot \omega} \cdot \frac{(1-(\omega/\omega_1)^2)}{(1-(\omega/\omega_2)^2)} \qquad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \qquad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_S}}$$

Como $C_S < C$, entonces: $\omega_2 > \omega_1$

- **Si $\omega < \omega_1$, entonces también $\omega < \omega_2$ y entonces:**

$Z(j\omega)$ = -j·(cantidad positiva) < 0, es decir, comportamiento capacitivo.

- **Si $\omega_1 < \omega < \omega_2$, entonces:**

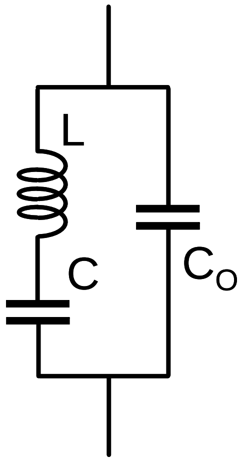
$Z(j\omega)$ = -j·(cantidad negativa) > 0, es decir, comportamiento inductivo.

- **Si $\omega_2 < \omega$, entonces también $\omega_1 < \omega$ y entonces:**

$Z(j\omega)$ = -j·(cantidad positiva) < 0, es decir, comportamiento capacitivo.

Solo se comporta de modo inductivo si $\omega_1 < \omega < \omega_2$

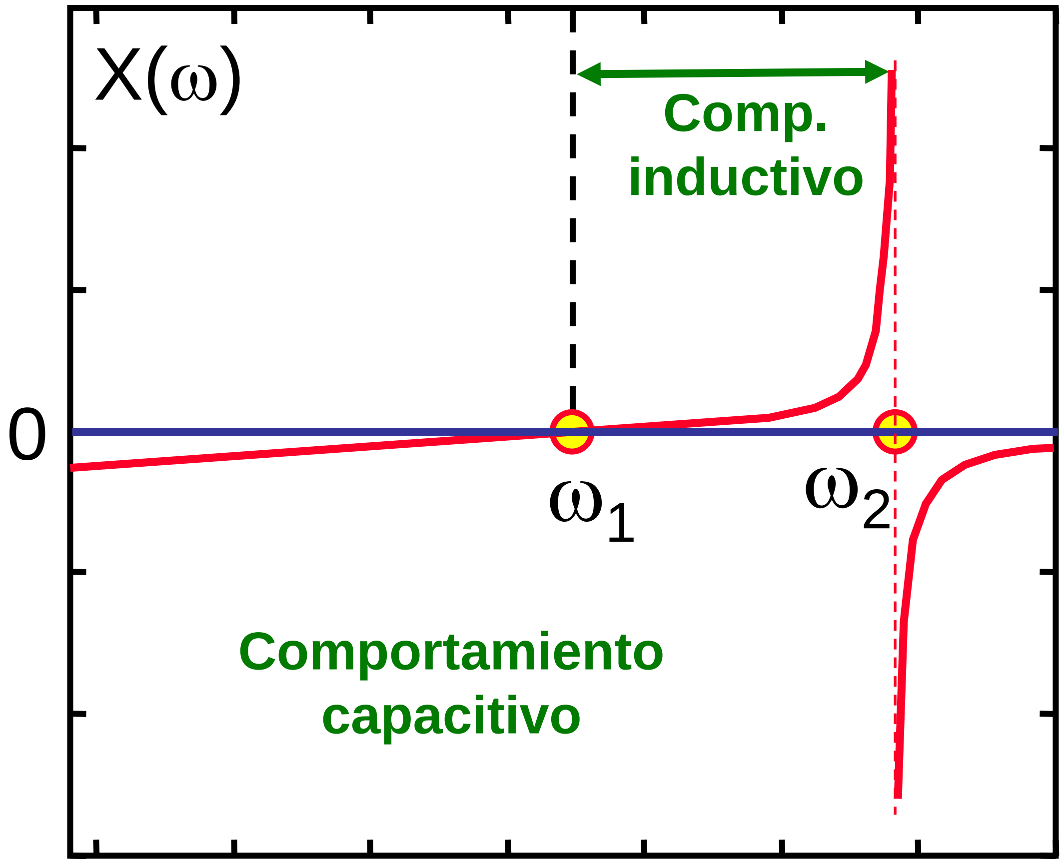
Cristales piezoeléctricos (VII)



Resumen:

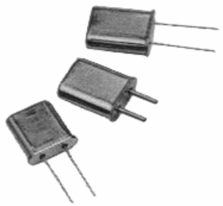
$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \qquad C_S = \frac{C \cdot C_O}{C + C_O} \qquad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_S}}$$

$$Z(j\omega) = jX(\omega) \qquad X(\omega) = \frac{-(\omega_1/\omega_2)^2}{C_O \cdot \omega} \cdot \frac{(1-(\omega/\omega_1)^2)}{(1-(\omega/\omega_2)^2)}$$



Hojas de características de cristales de cuarzo

HC-49/U
HC-50/U
Crystal

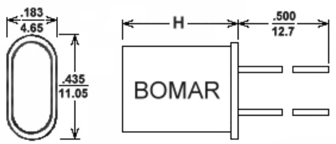


Specifications:

Frequency Range	2.000 - 150.000 MHz
Frequency Tol. at 25°C.	30PPM - Standard 10PPM to 100PPM
Temperature Range (Operating)	-20 to + 70 C.-Standard
Frequency Stability	10PPM to 100PPM
Load Capacitance	10pF to 100pF or Series Resonant
Shunt Capacitance	7pF Max.
Resistance	See Below
Aging	+-5PPM/year Max.
Drive Level	1.0mW Max.

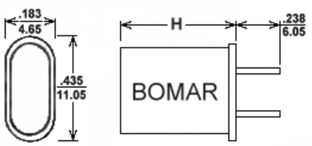
HC-49/U

inches / mm



Holder	H
HC-49/U1	.530/13.5
HC-49/U2	.452/11.5

HC-50/U

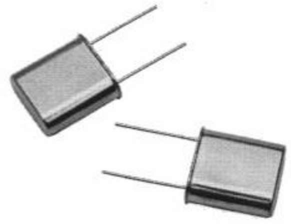


Holder	H
HC-50/U1	.530/13.5
HC-50/U2	.452/11.5

Equivalent Series Resistance (ESR)

Frequency	Mode	HC-49/U1 HC-50/U1	HC-49/U2 HC-50/U2
2.000 - 2.999	Fundamental	500 ohms	
3.000 - 3.199	Fundamental	300	
3.200 - 3.999	Fundamental	200	
4.000 - 4.499	Fundamental	100	
4.500 - 4.999	Fundamental	75	
5.000 - 6.999	Fundamental	70	
7.000 - 9.999	Fundamental	50	
10.000 - 25.000	Fundamental	30	40 ohms
20.000 - 29.999	Third Overtone	50	60
30.000 - 75.000	Third Overtone	40	60
60.000 - 125.000	Fifth Overtone	70	80
110.000 - 150.000	Seventh Overtone	120	120

HC-51/U
Crystal

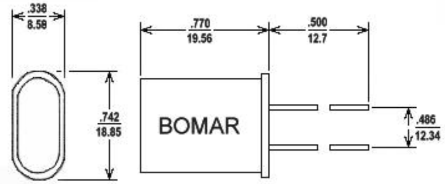


Specifications:

Frequency Range	1.000 - 10.000 MHz
Freq. Tolerance @ 25 C.	30PPM - Standard 10PPM to 100PPM
Temperature Range (Operating)	-20 to +70 C. - Standard
Frequency Stability	10PPM to 100PPM
Load Capacitance	10pF to 100pF or Series Resonant
Shunt Capacitance	7pF Max.
Resistance	See Below
Aging	+-5PPM/year Max.
Drive Level	1.0mW Max.

HC-51/U

inches / mm



Equivalent Series Resistance(ESR)

Frequency	Mode	HC-51/U
1.000 - 1.499	Fundamental	500 ohms
1.500 - 1.999	Fundamental	400
2.000 - 2.999	Fundamental	300
3.000 - 3.999	Fundamental	150
4.000 - 5.999	Fundamental	75
6.000 - 10.000	Fundamental	60

To Order ~ Phone: 1-800-526-3935 ~ Fax: 1-800-777-2197
www.bomarcrystal.com ~ e-mail: sales@bomarcrystal.com

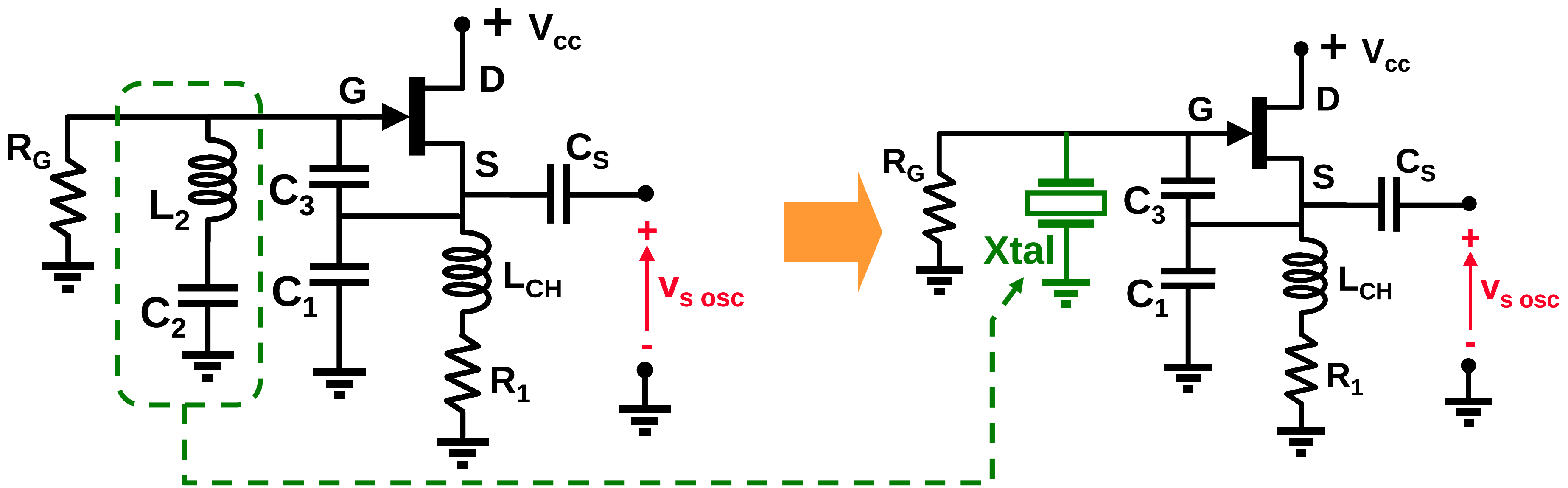
Osciladores a cristal

Se basan en el uso de una red de realimentación que incluye un dispositivo piezoeléctrico (típicamente un cristal de cuarzo). Tipos:

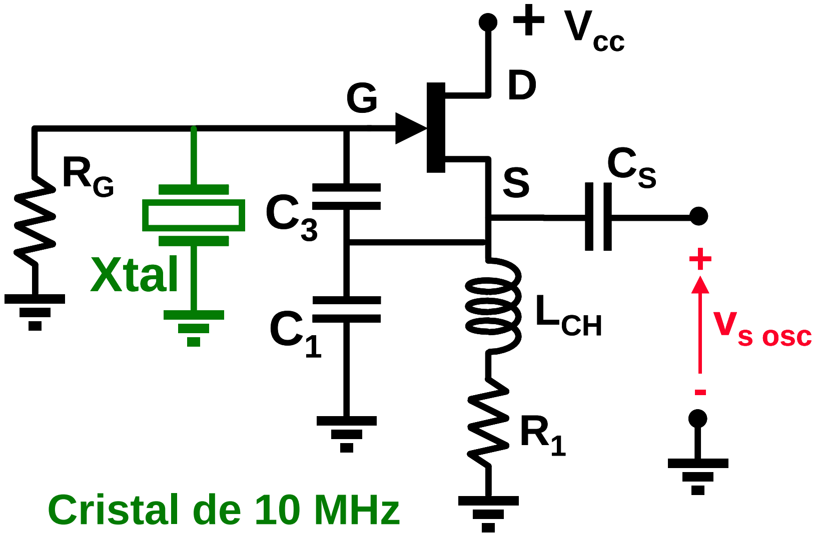
• Basados en la sustitución de una bobina por un cristal de cuarzo en un oscilador clásico (Colpitts, Clapp, Hartley, etc.) $\Rightarrow$ El cristal de cuarzo trabaja el su zona inductiva.

• Basados en el uso del cristal de cuarzo en resonancia serie.

Basados en la sustitución de una bobina por un cristal (I)



Osciladores basados en la sustitución de una bobina por un cristal (II)



Cristal de 10 MHz

L = 15 mH   R = 20 Ω

C = 0,017 pF C_O = 3,5 pF

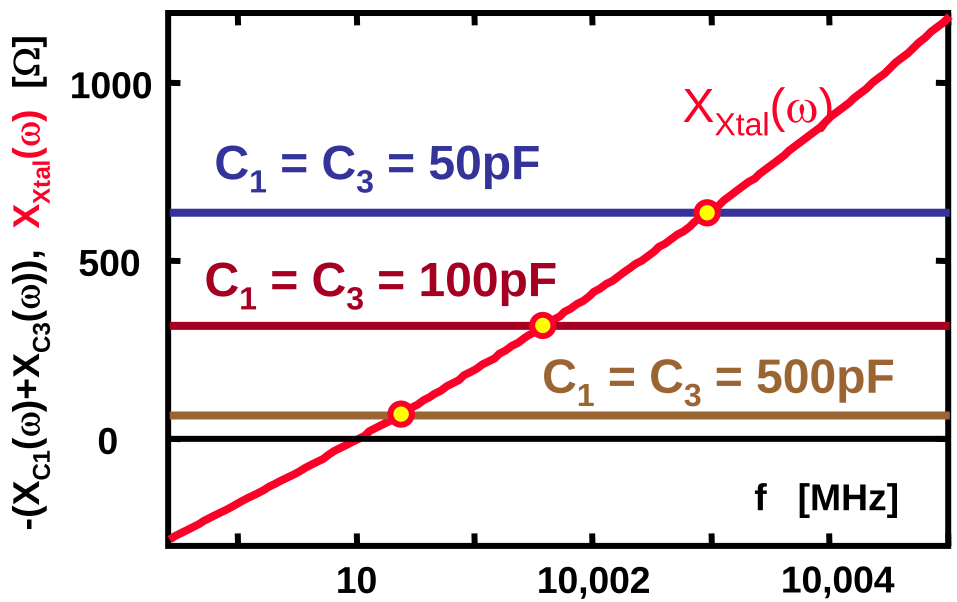
Condiciones de oscilación:

$$g \cdot \frac{R_S \cdot C_1}{C_3} > 1$$ **(no depende del cristal)**

Cálculo de la frecuencia de oscilación :

$$X_{C1}(\omega_{osc}) + X_{C3}(\omega_{osc}) + X_{Xtal}(\omega_{osc}) = 0$$

Gráficamente:



Osciladores basados en la sustitución de una bobina por un cristal (III)

Analíticamente:

$$X_{C1}(\omega_{osc})+X_{C3}(\omega_{osc})+X_{Xtal}(\omega_{osc}) = 0$$

$$X_{Xtal}(\omega_{osc}) = \frac{-(\omega_1/\omega_2)^2}{C_O\cdot\omega_{osc}}\cdot\frac{(1-(\omega_{osc}/\omega_1)^2)}{(1-(\omega_{osc}/\omega_2)^2)}$$

$$X_{C1}(\omega_{osc}) + X_{C3}(\omega_{osc}) = \frac{-1}{C_1\cdot\omega_{osc}} + \frac{-1}{C_3\cdot\omega_{osc}}$$

Despejando ω_{osc} se obtiene:

$$\omega_{osc} = \omega_1\sqrt{1+\frac{C}{\frac{C_1\cdot C_3}{C_1+C_3}+C_O}}$$

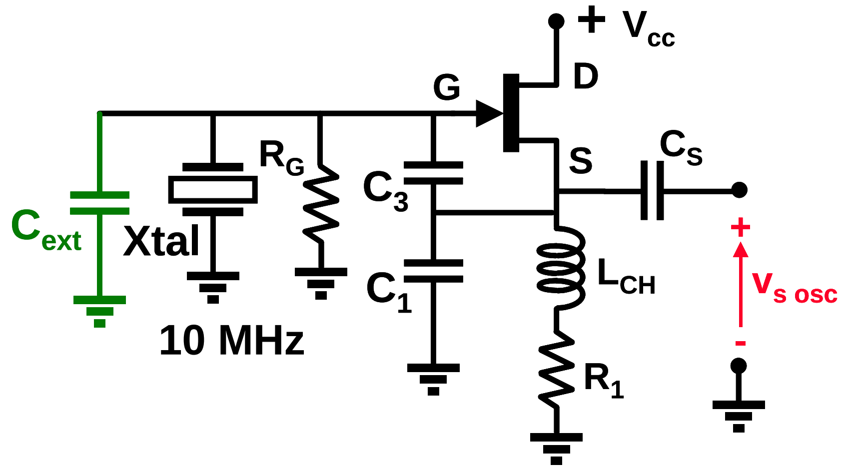
Nótese que $\omega_1 < \omega_{osc} < \omega_2$ ya que:

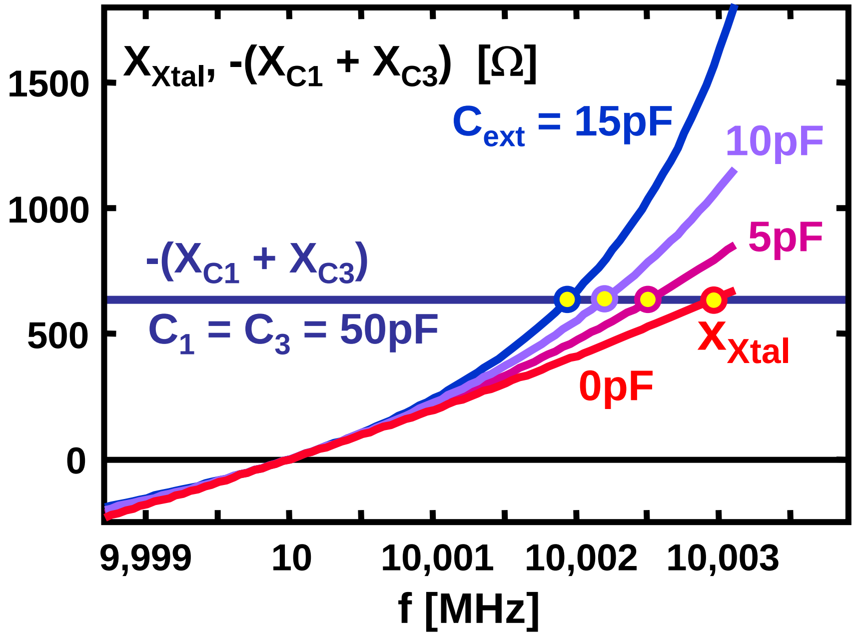
$$\omega_2 = \omega_1\sqrt{1+\frac{C}{C_O}}$$

Osciladores basados en la sustitución de una bobina por un cristal (IV)

Ajuste de la frecuencia de oscilación: modificar el valor de C_O externamente poniendo un condensador C_{ext} en paralelo con el cristal

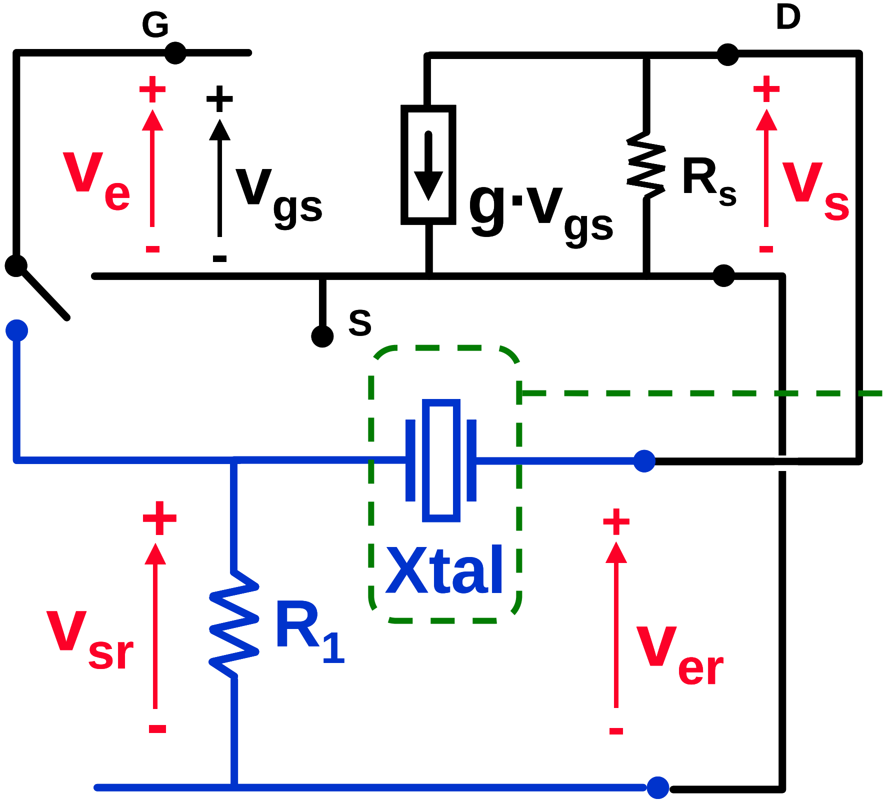
$$\omega_{osc} = \omega_1 \sqrt{1 + \frac{C}{\frac{C_1 \cdot C_3}{C_1 + C_3} + C_O + C_{ext}}}$$

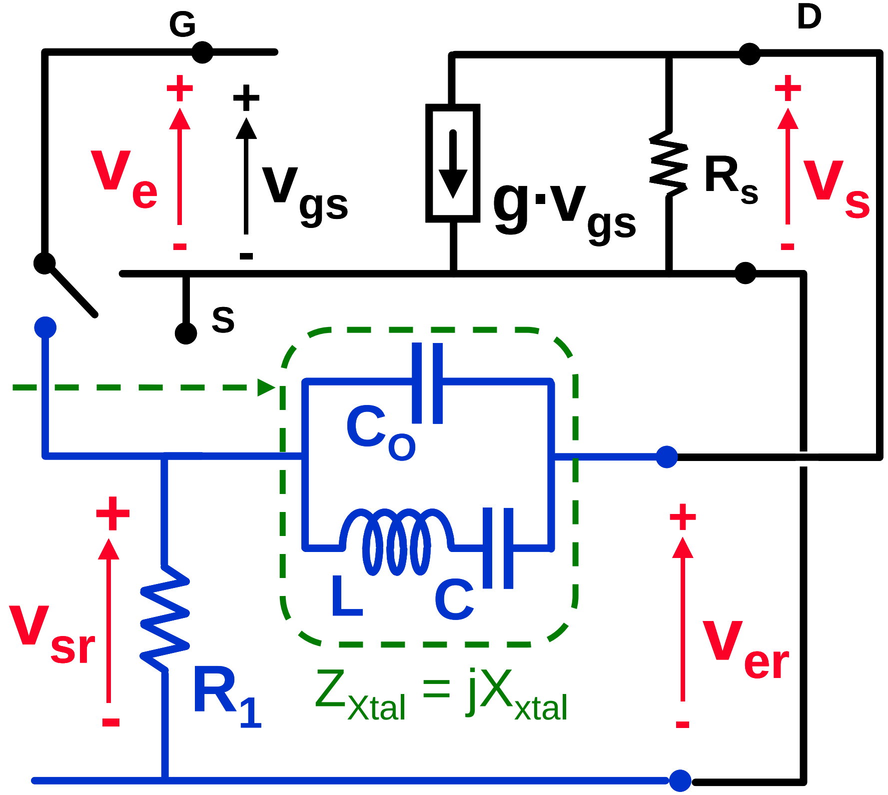




$f_{osc}(C_{ext}= 0pF) = 10.002,9622$ kHz
$f_{osc}(C_{ext}= 5pF) = 10.002,5201$ kHz
$f_{osc}(C_{ext}= 10pF) = 10.002,1929$ kHz
$f_{osc}(C_{ext}= 15pF) = 10.001,9408$ kHz

Osciladores basados en el uso del cristal de cuarzo en resonancia serie (I)

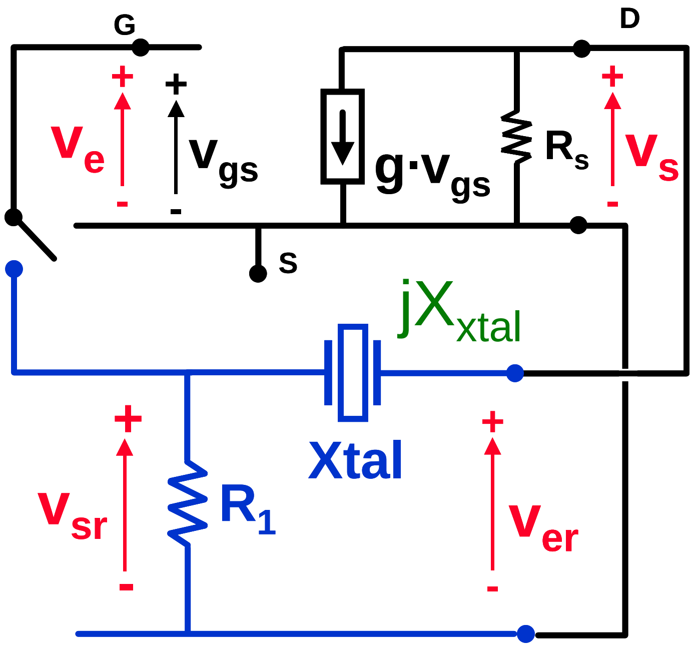




En este caso:

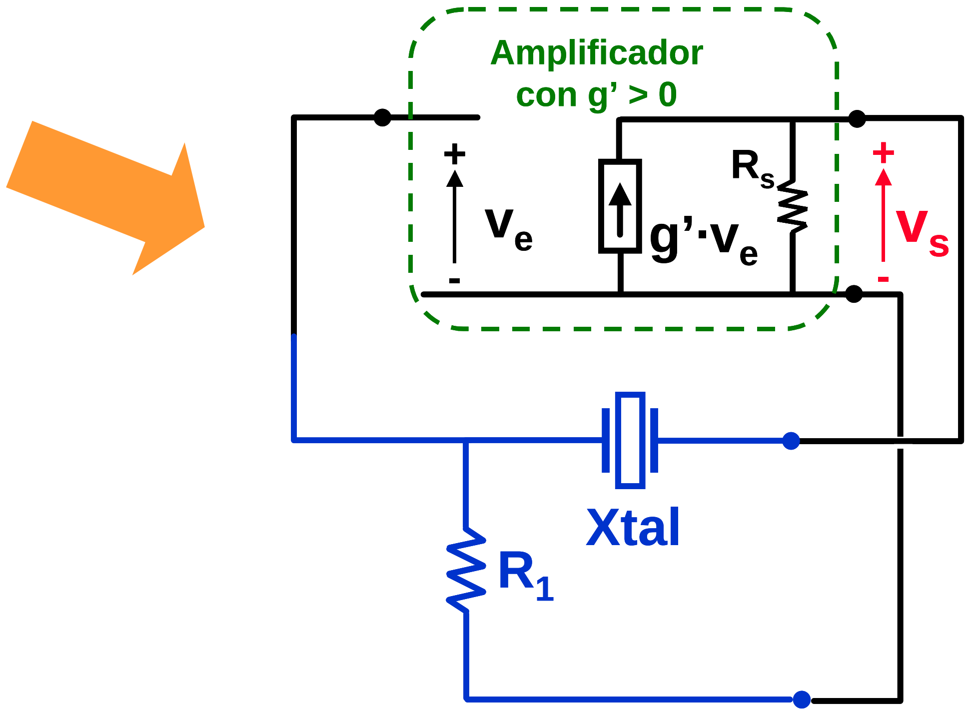
$$A(j\omega)\cdot\beta(j\omega) = -g\cdot\frac{R_s\cdot R_1}{jX_{Xtal} + R_1 + R_S}$$

Osciladores basados en el uso del cristal de cuarzo en resonancia serie (II)

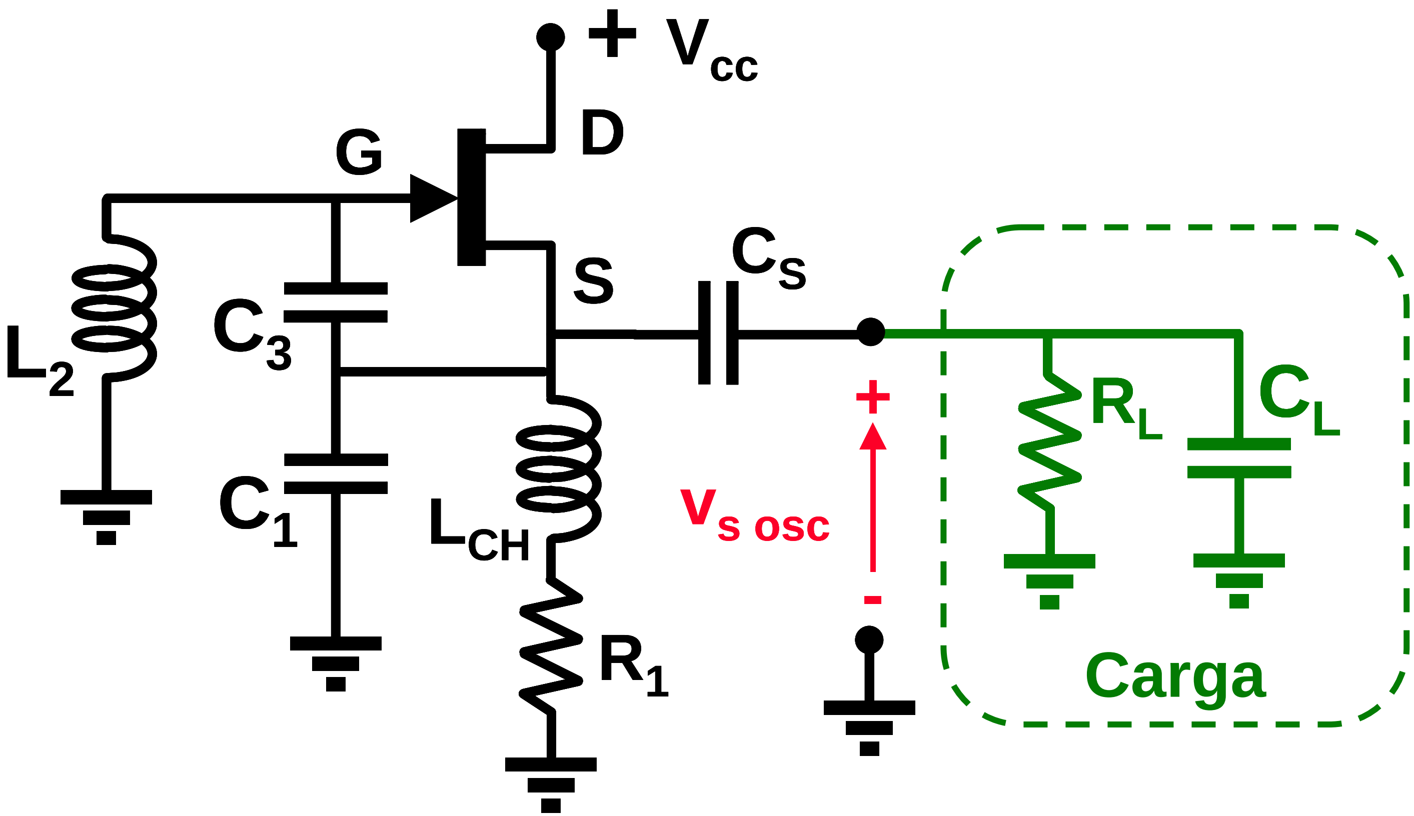


En oscilación:

- $X_{Xta} = 0$ **ya que** $\angle A(j\omega_{osc})\cdot\beta(j\omega_{osc}) = 0^o$
- $0 > -(R_1+R_S)/(R_1\cdot R_S) > g$ **ya que** $|A(j\omega_{osc})\cdot\beta(j\omega_{osc})| > 1$



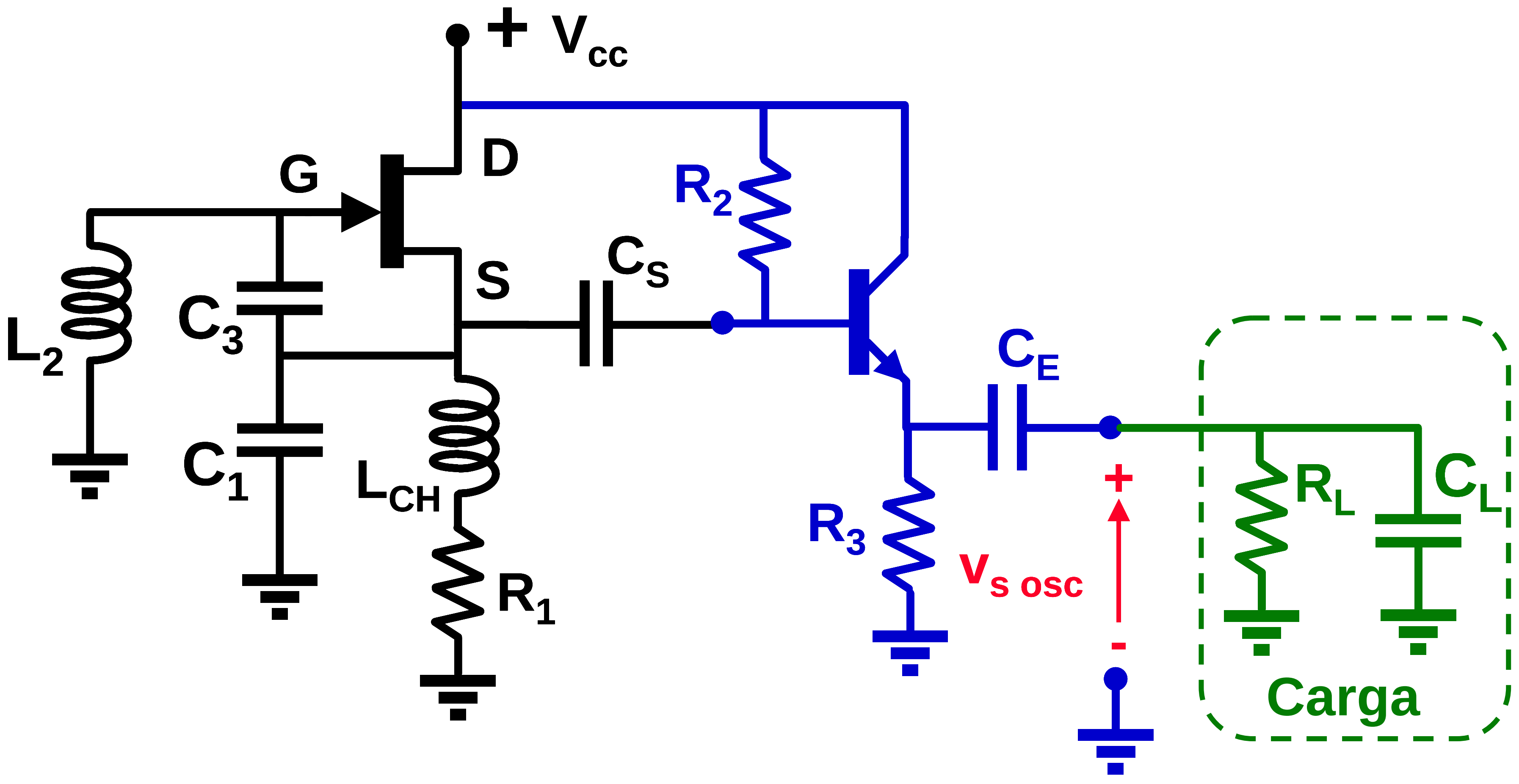
Conexión de la carga a un oscilador (I)



• C_L influye en la frecuencia de oscilación y R_L influye en la ganancia del transistor.

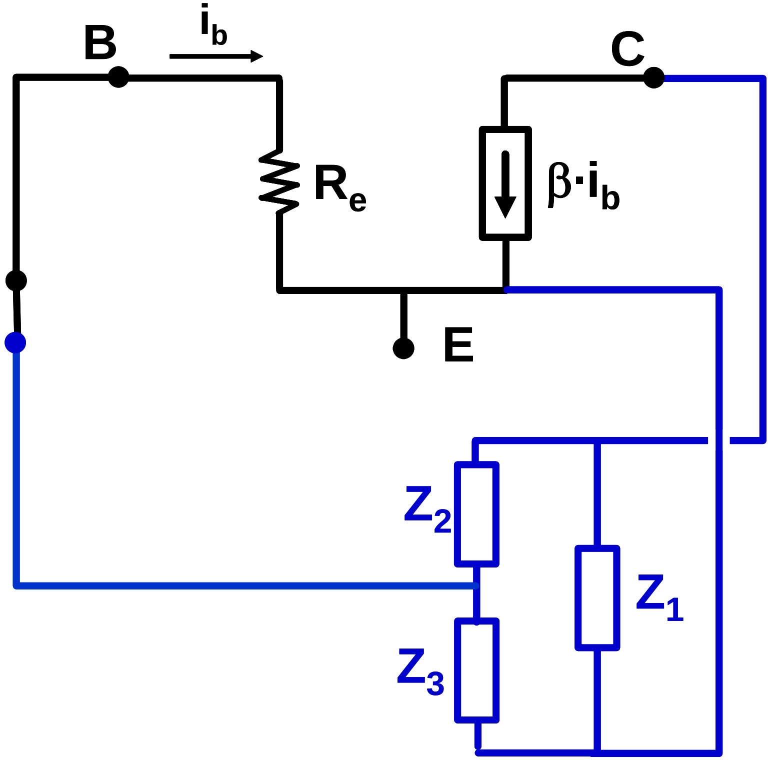
• Hay que conectar etapas que aíslen al oscilador de la carga.

Conexión de la carga a un oscilador (II)



Etapa en "colector común" para minimizar la influencia de la carga en el oscilador.

Osciladores con transistores bipolares (I)



Estudio y resultados prácticamente idénticos al caso de transistores de efecto de campo.

$$Z_1 = j\cdot X_1$$
$$Z_2 = j\cdot X_2$$
$$Z_3 = j\cdot X_3$$

En este caso:

$$A(j\omega_{osc})\cdot\beta(j\omega_{osc}) = -\beta\cdot\frac{-\cancel{X_3}\cdot X_1}{j\cdot R_e\cdot\underbrace{\cancel{(X_1+X_2+X_3)}}_{=0}-\cancel{X_3}\cdot(X_1+X_2)}$$

queda:

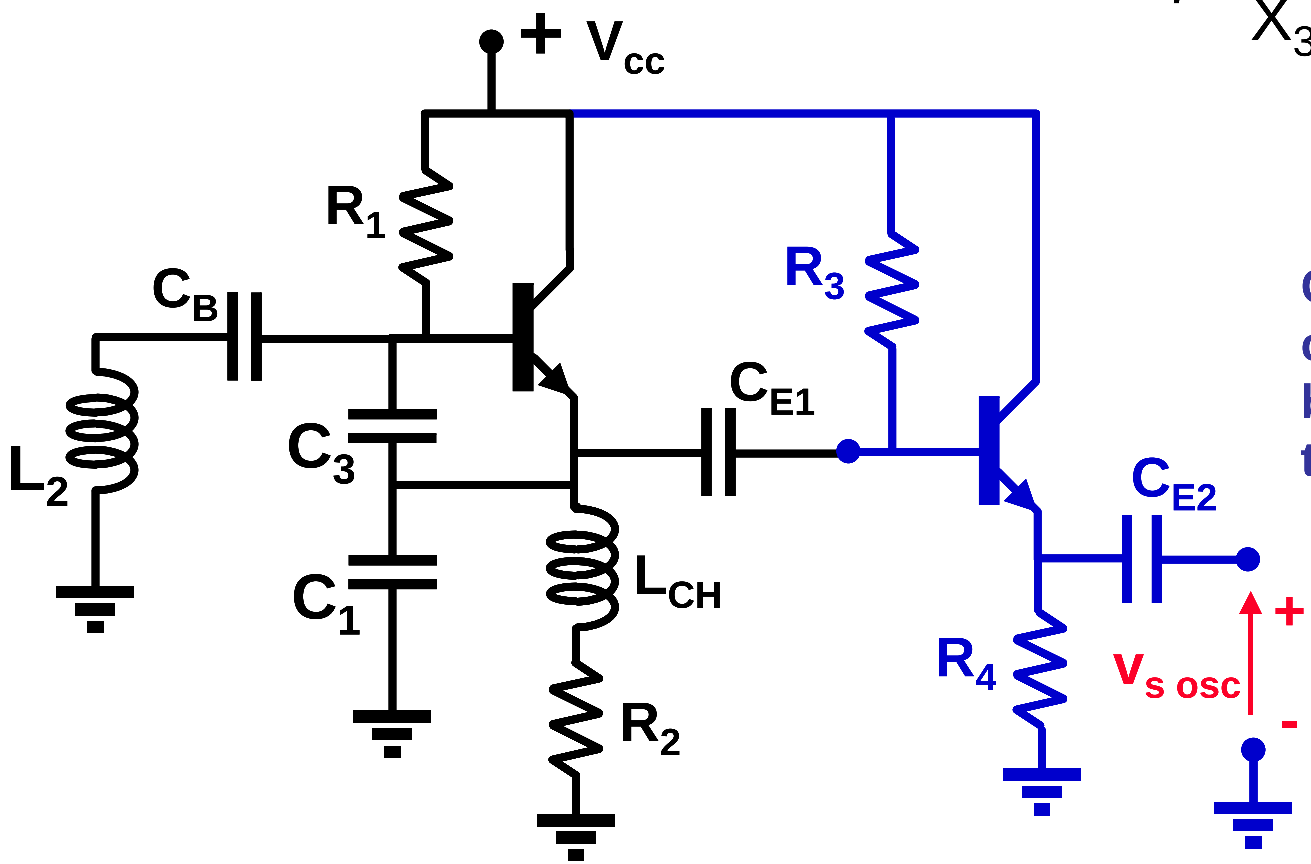
$$A(j\omega_{osc})\cdot\beta(j\omega_{osc}) = \beta\cdot\frac{X_1(\omega_{osc})}{X_3(\omega_{osc})}$$

Osciladores con transistores bipolares (II)

• **Como:** $\angle A(j\omega_{osc})\cdot\beta(j\omega_{osc}) = 0^o$ (es decir, ***POSITIVO***), **X_1 y X_3 deben ser del mismo tipo (dos bobinas o dos condensadores).**

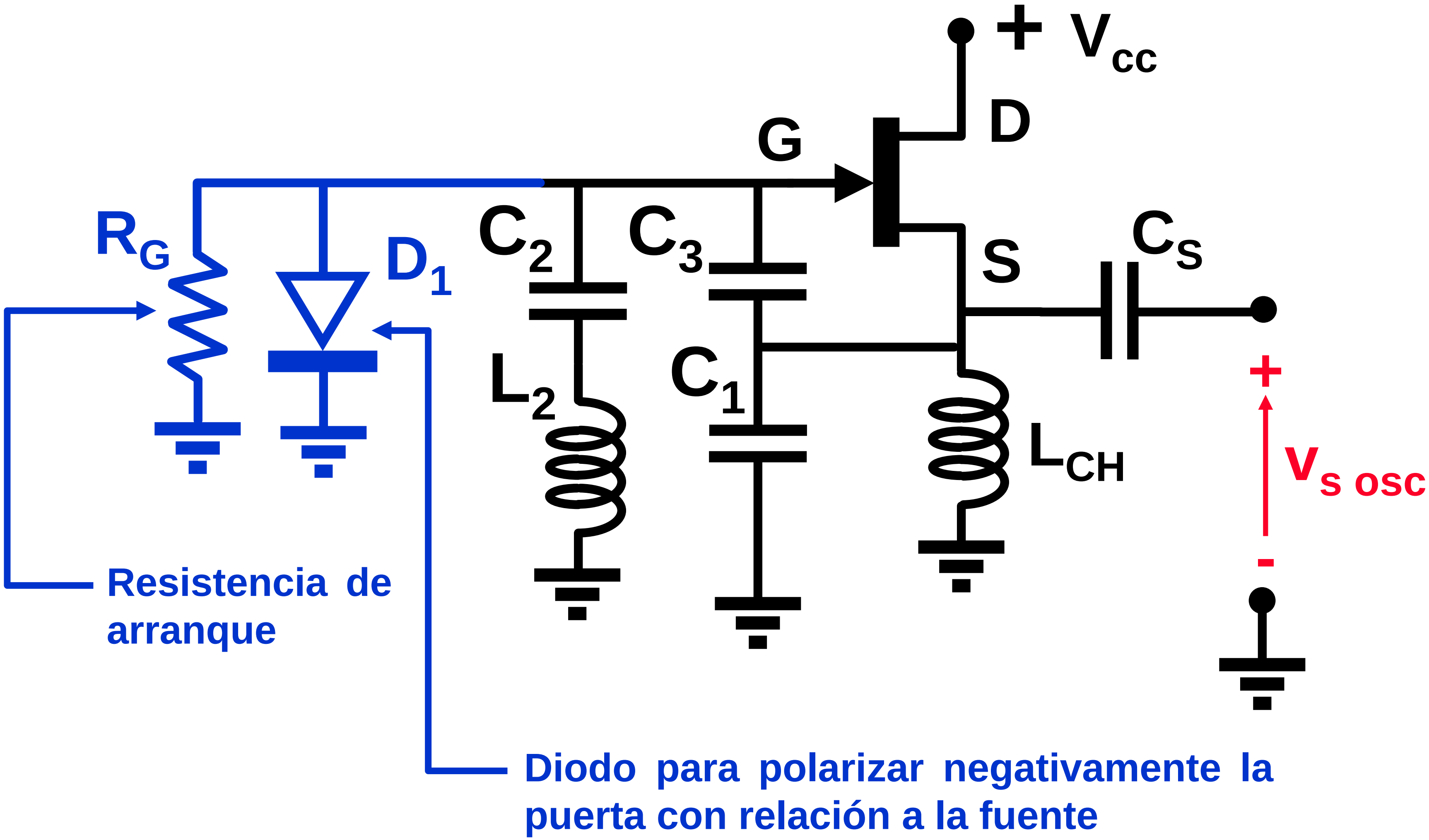
• **Como para que el circuito oscile debe cumplirse que** $|A(j\omega_{osc})\cdot\beta(j\omega_{osc})| > 1$**, entonces queda:**

$$\beta\cdot\frac{X_1(\omega_{osc})}{X_3(\omega_{osc})} > 1$$

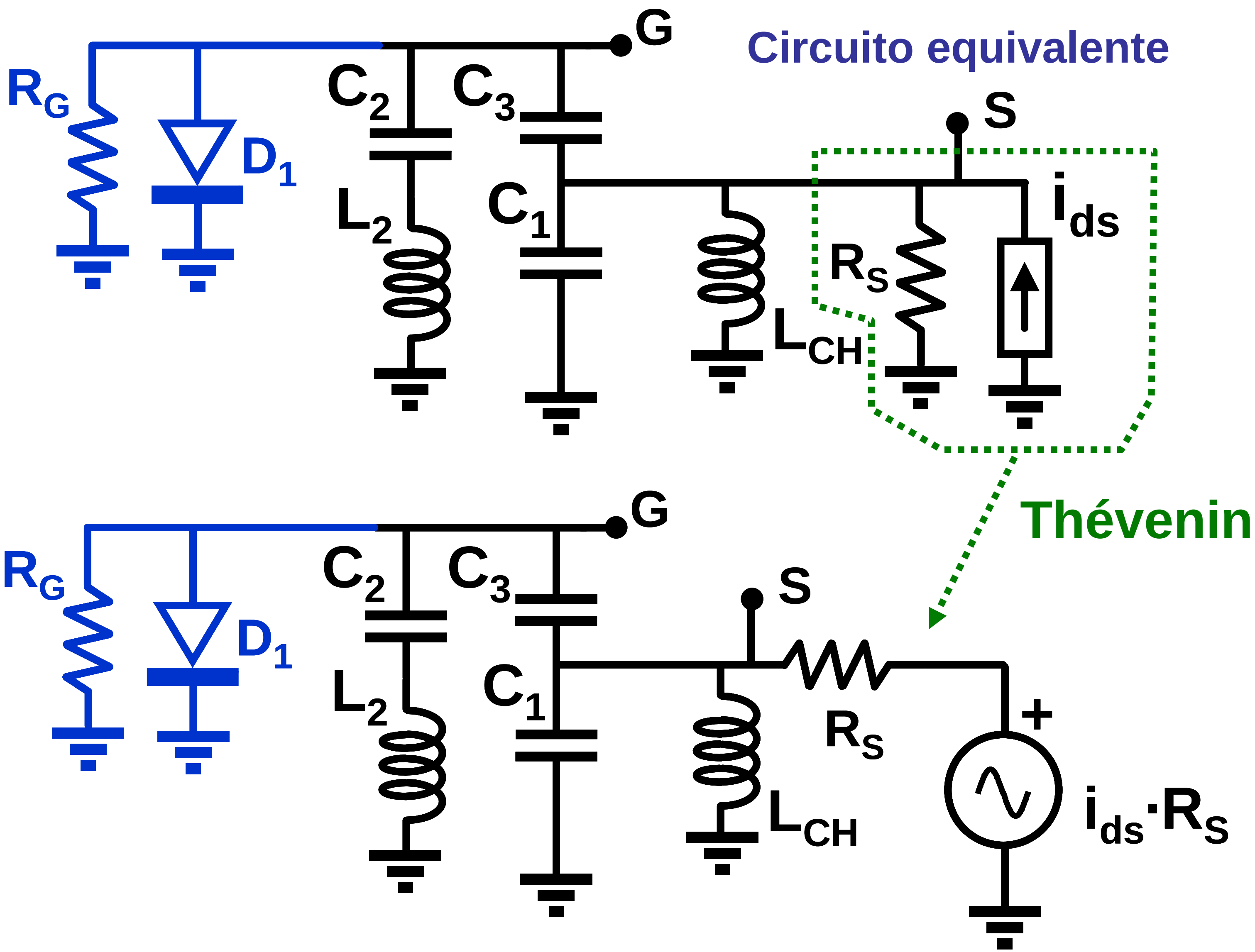


Colpitts en colector común con transistor bipolar + seguidor de tensión.

Circuitos para limitar automáticamente la ganancia en el transistor (ejemplo con JFET) (I)



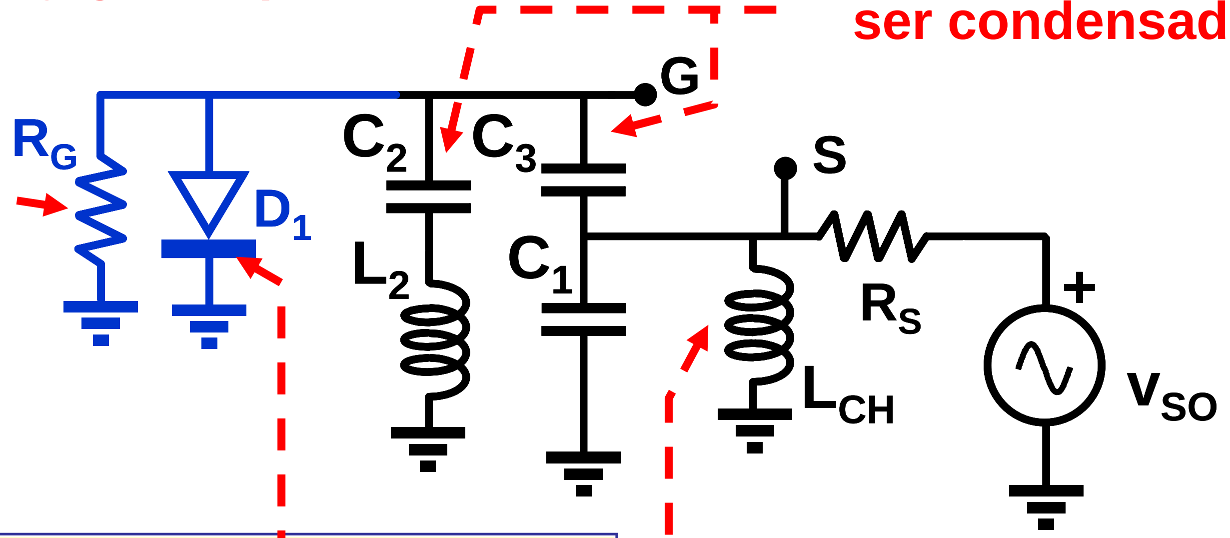
Circuitos para limitar automáticamente la ganancia en el transistor (ejemplo con JFET) (II)



Circuitos para limitar automáticamente la ganancia en el transistor (ejemplo con JFET) (III)

Corriente despreciable (resistencia muy grande)

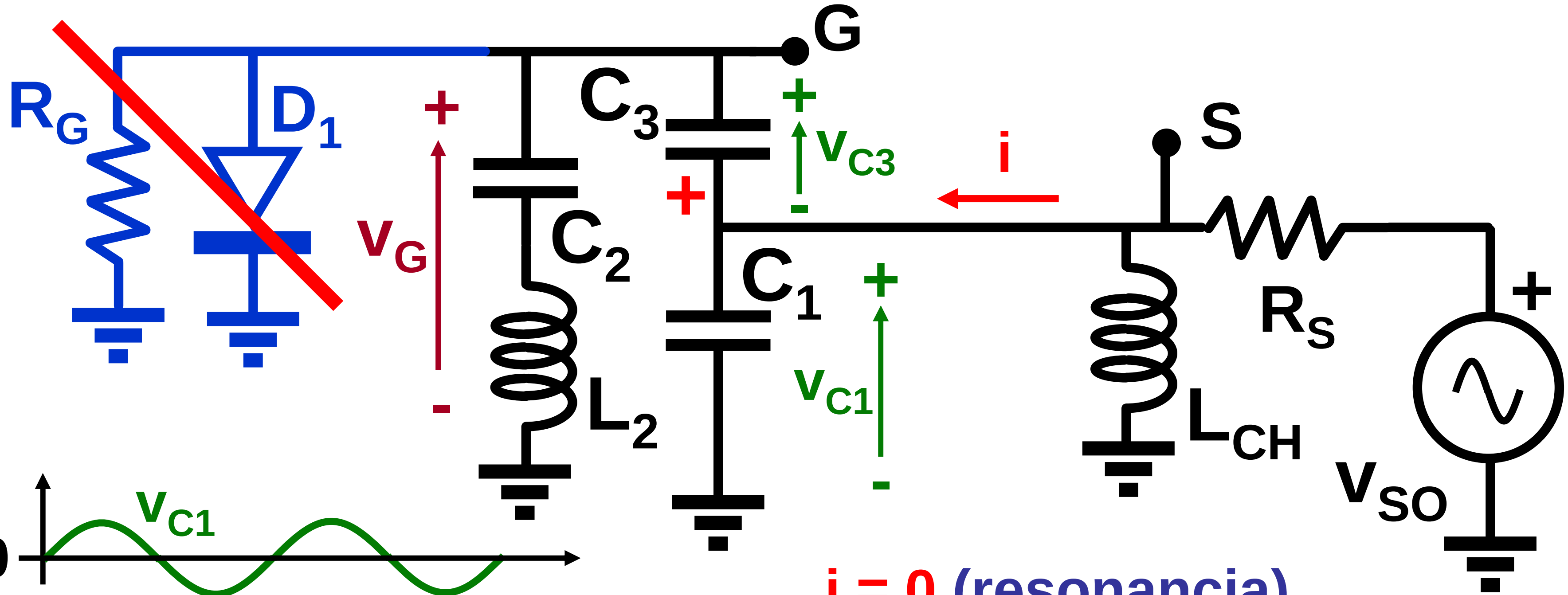
Corriente media nula (por ser condensadores)

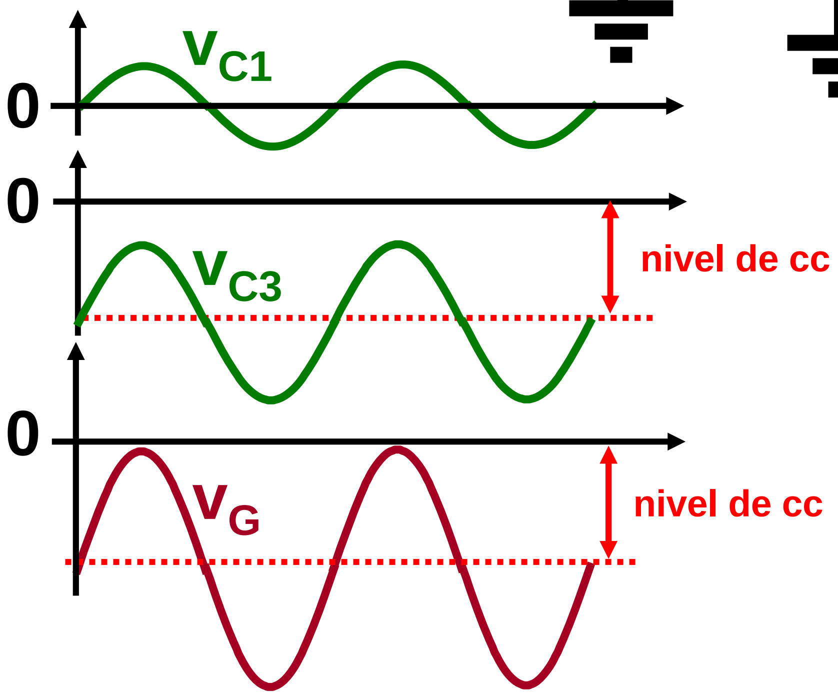


Tensión media nula (por ser una bobina)

Luego: la corriente media por el diodo debe ser nula. Para ello, C_3 debe cargarse de tal forma que no conduzca el diodo.

Circuitos para limitar automáticamente la ganancia en el transistor (ejemplo con JFET) (IV)





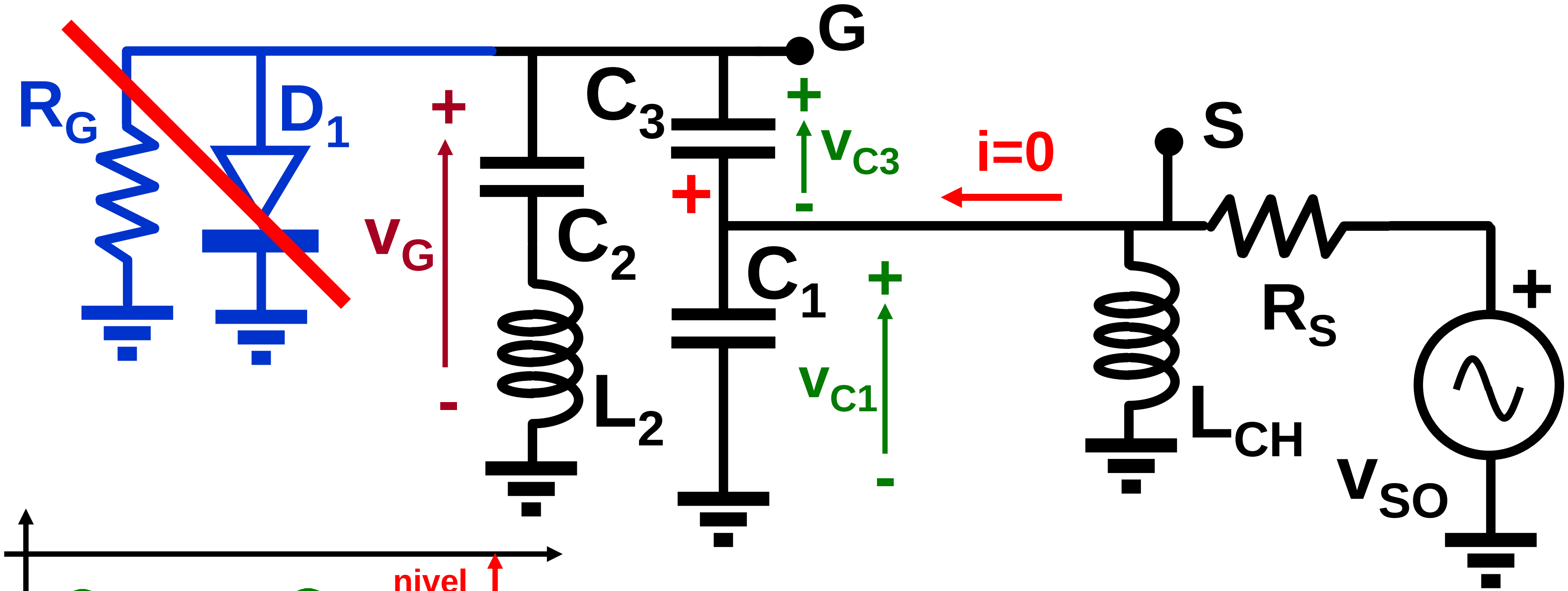
$i = 0$ (resonancia)

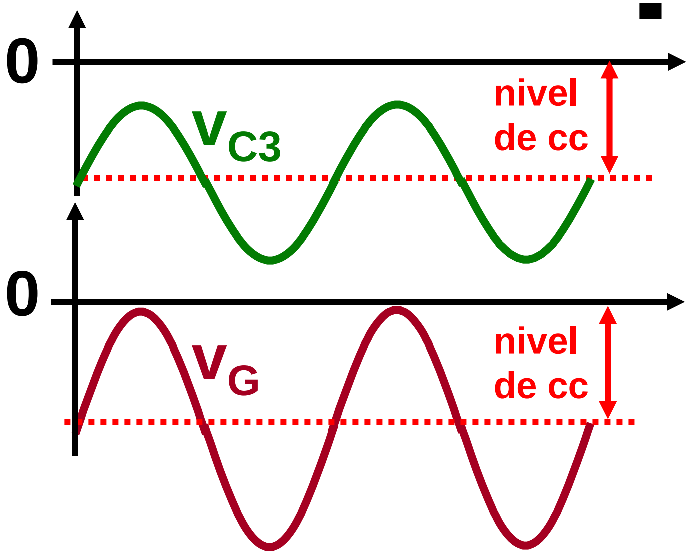
$v_{C1} \approx v_{SO}$ ($Z_{LCH} >> R_S$)

$v_{C3} = v_{C1} \cdot C_1 / C_3$ + nivel de cc

$v_G = v_{C1} + v_{C3}$

Circuitos para limitar automáticamente la ganancia en el transistor (ejemplo con JFET) (V)



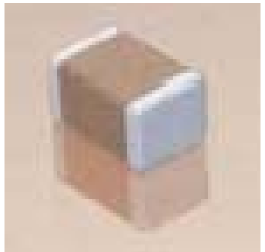


v_{C3} (=v_{GS}) tiene un nivel de cc negativo proporcional al nivel de las señales que supone una polarización negativa de la puerta con respecto a la fuente que disminuye la ganancia al crecer el nivel de las señales

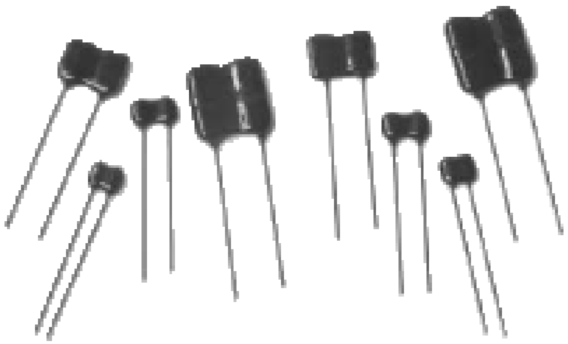
Condensadores adecuados para osciladores de alta frecuencia

Deben ser condensadores cuya capacidad varíe muy poco con la frecuencia. Ejemplos:

- **Condensadores cerámicos NP0.**
- **Condensadores de aire (los variables)**
- **Condensadores de mica.**
- **Condensadores de plásticos de tipo Styroflex.**



Cerámicos NP0



Mica

Styroflex.

Ejemplos de esquemas reales de osciladores (I)

(obtenidos del ARRL Handbook 2001)

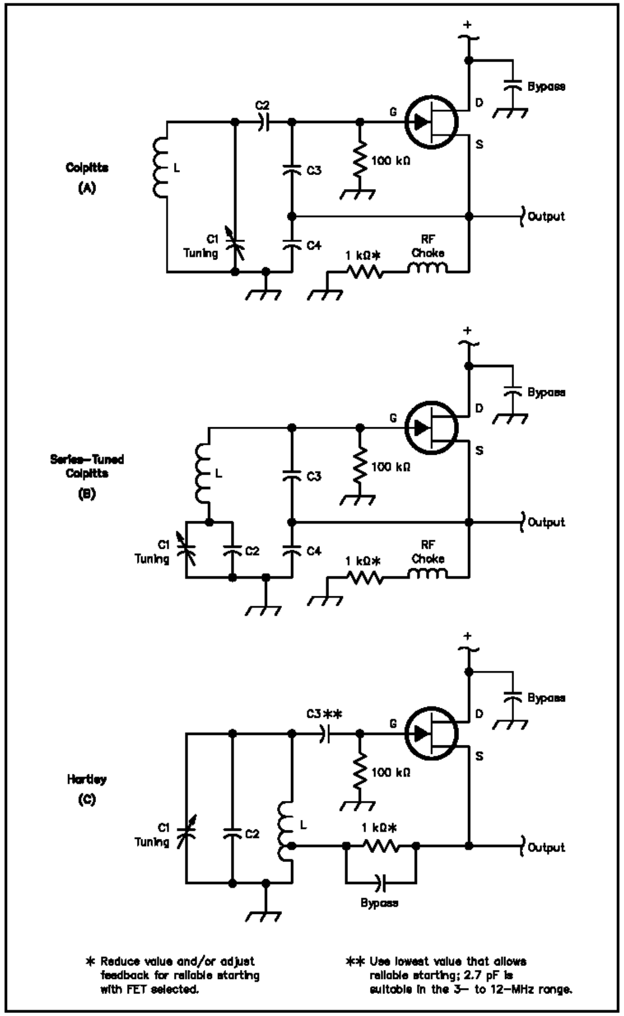


Fig 14.12 — The Colpitts (A), series-tuned Colpitts (B) and Hartley (C) oscillator circuits. Rules of thumb: C3 and C4 at A and B should be equal and valued such that their X_C = 45 Ω at the operating frequency; for C2 at A, X_C = 100 Ω. For best stability, use C0G or NP0 units for all capacitors associated with the FETs' gates and sources. Depending on the FET chosen, the 1-kΩ source-bias-resistor value shown may require adjustment for reliable starting.

AC/RF Sources (Oscillators and Synthesizers) 14.19

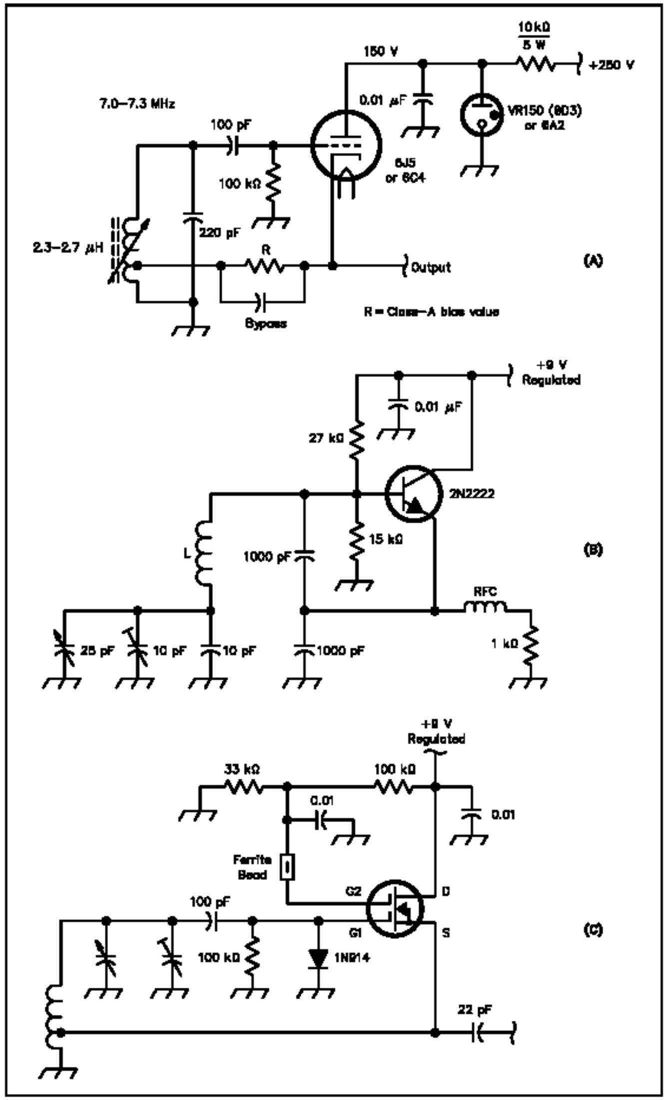


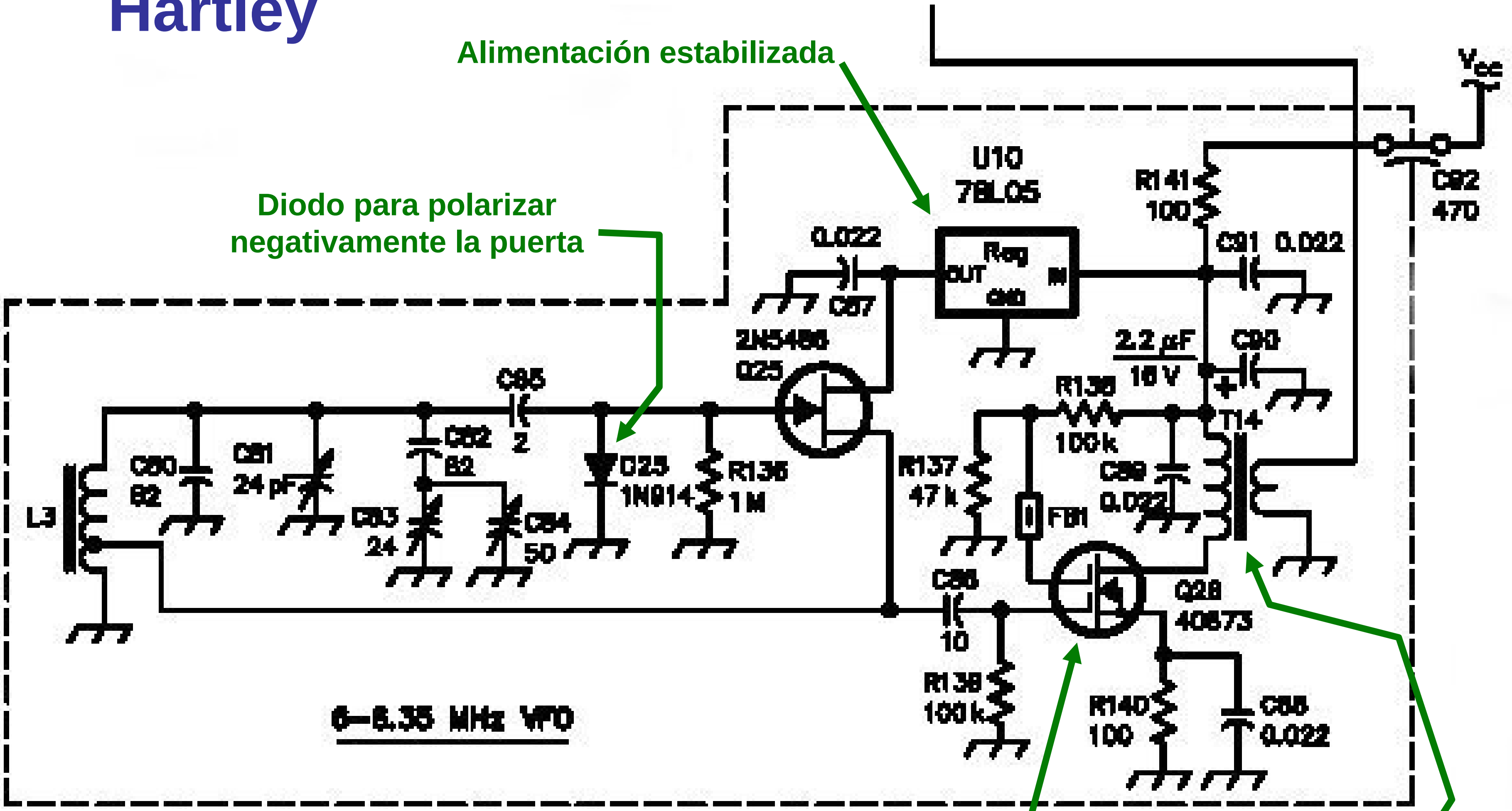
Fig 14.13 — Three more oscillator examples: at A, a triode-tube Hartley; at B, a bipolar junction transistor in a series-tuned Colpitts; at C, a dual-gate MOSFET Hartley.

Ejemplos de esquemas reales de osciladores (II)
(obtenidos del ARRL Handbook 2001)

Hartley

Alimentación estabilizada

Diodo para polarizar negativamente la puerta

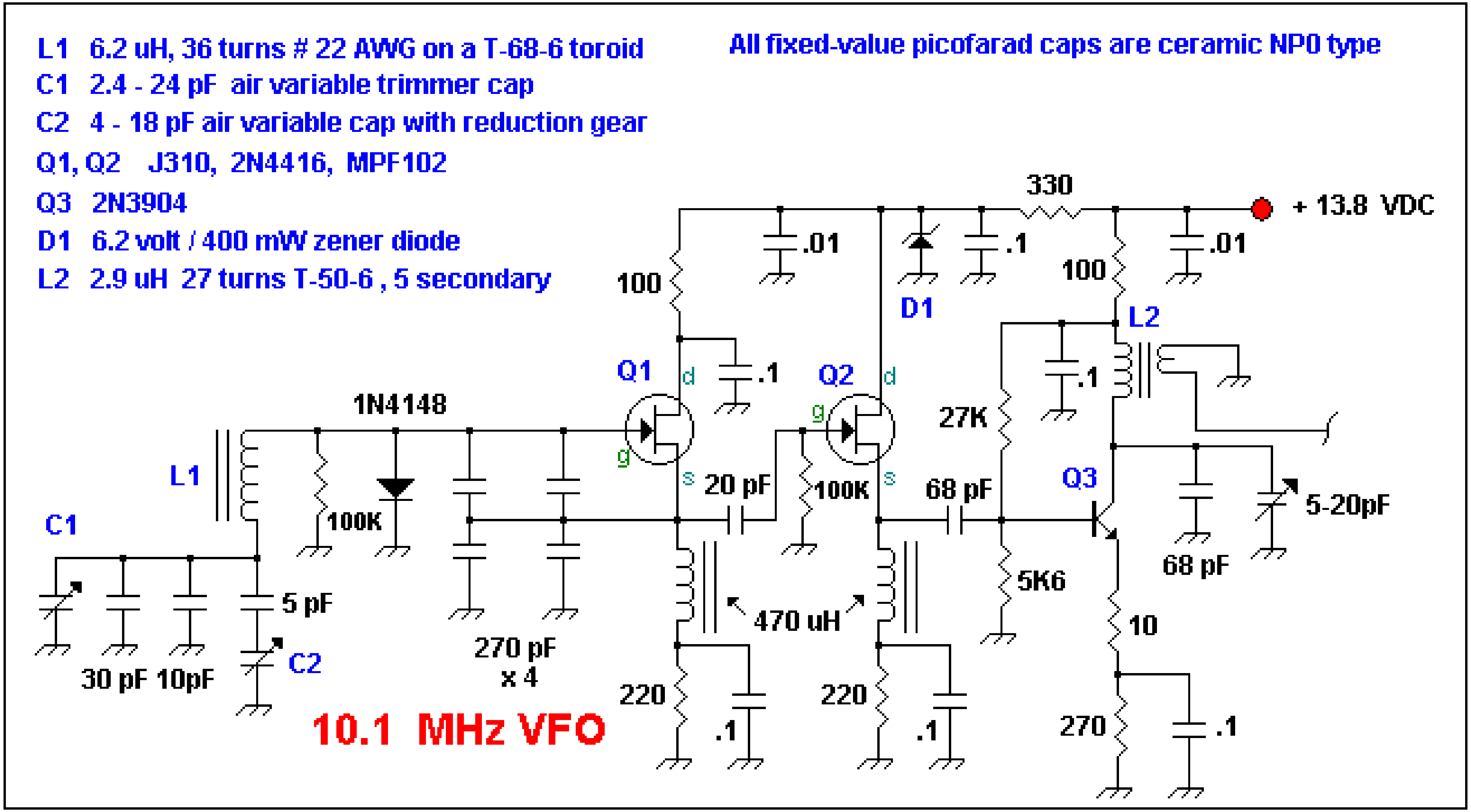


Separador basado en MOSFET de doble puerta

Transformador para adaptación de impedancias

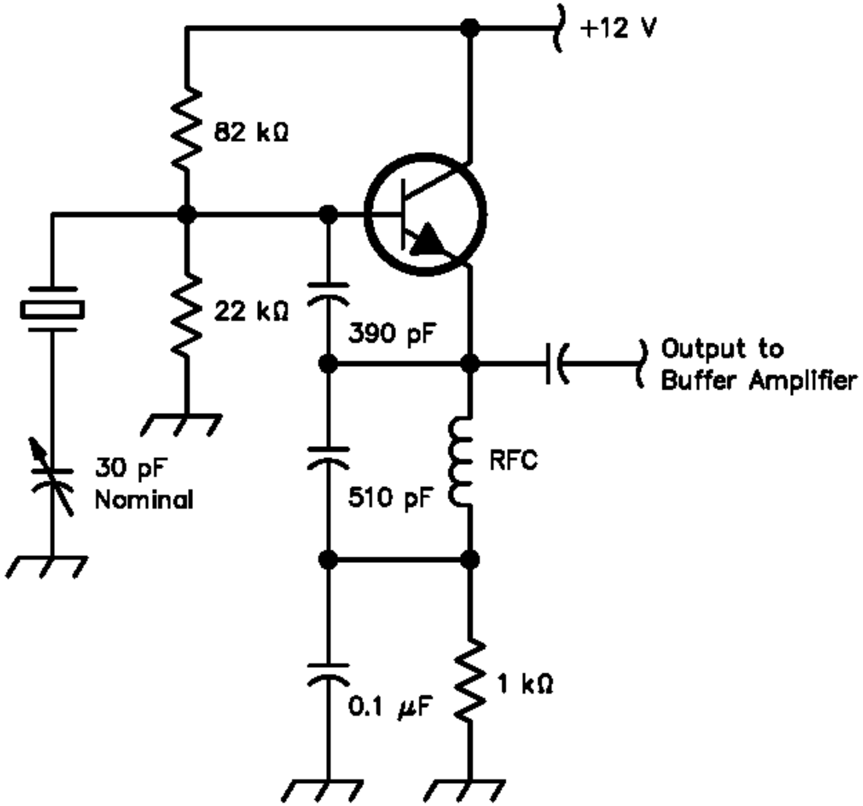
Ejemplos de esquemas reales de osciladores (III)
(obtenidos en http://www.qrp.pops.net/VFO.htm)

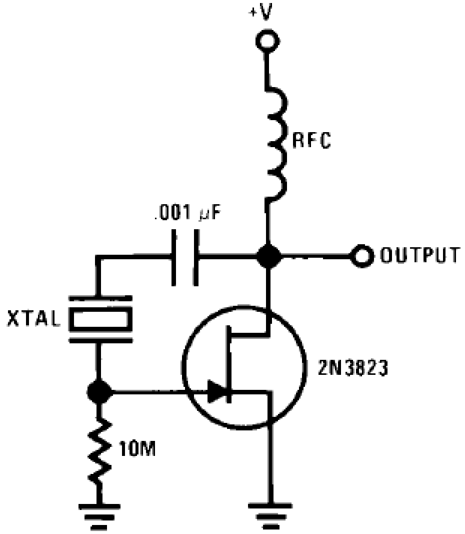
Colpitts



Ejemplos de esquemas reales de osciladores (IV)

(obtenidos del ARRL Handbook 2001 y de notas de aplicación de National Semiconductor)





TL/H/6791–6

JFET Pierce Crystal Oscillator

The JFET Pierce crystal oscillator allows a wide frequency range of crystals to be used without circuit modification. Since the JFET gate does not load the crystal, good Q is maintained thus insuring good frequency stability.

Parámetros características de los osciladores

- Margen de frecuencia.
- Estabilidad $\Rightarrow$ Mayor cuanto mayor es el factor de calidad "Q" de la red de realimentación.
- Potencias (absoluta de salida sobre 50Ω) y rendimientos (Potencia de señal / potencia de alimentación).
- Nivel de armónicos y espurias $\Rightarrow$ potencias relativas de uno o varios armónicos con relación al fundamental.
- "Pulling" o estabilidad frente a la carga $\Rightarrow$ uso de separadores.
- "Pushing" o estabilidad frente a la alimentación $\Rightarrow$ uso de estabilizadores de tensión (zeners, 78LXX, etc.).
- Deriva con la temperatura $\Rightarrow$ Condensadores NP0, de mica, etc.
- Espectro de ruido $\Rightarrow$ Se debe fundamentalmente a ruido de fase.