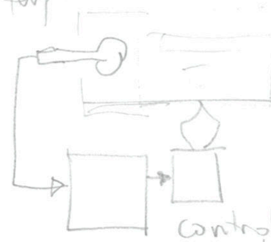
OSCILADORES

Realimentação tratada até agora foi negativa → sinal compensação faz oposição ao sinal de entrada.

Ex: Forno c/ controle temperatura

temp. medidor



controle gás na válvula

quero estabilizar temperat. em T_0

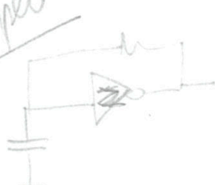
Imagine que

$t < T_0 \rightarrow$ mais gás

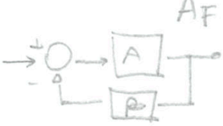
$t > T_0 \rightarrow$ menos gás

imagine se $t > T_0$ ele coloca + gás!

outro exemplo



Problema em eletrônica → fase amplificador ou outro sistema varia em frequência. P/ alguma freq posso ter $\angle A_V = \cancel{\pm}1$, de maneira que $\beta A = -1$

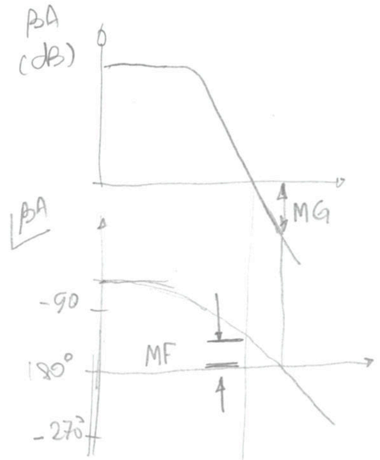


$A_F = \frac{A}{1+\beta A}$ se $\beta A = -1 \rightarrow A_F \rightarrow \infty$

Quanto de estabilidade tem um amplificador? MARGEM DE FASE E MARGEM DE GANHO

$(\beta A) = 1$ p/ oscilar

$(\beta A) = 0{,}7$ + estável que $(\beta A) = 0{,}9$

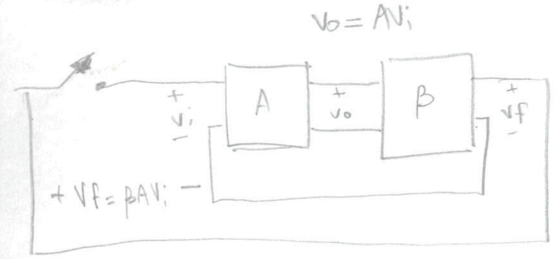


MG: valor negativo ganho (βA) na freq. onde FASE = 180°

MF: diferença entre 180° e o ângulo onde $|\beta A| = \emptyset$ dB

P/ oscilar preciso ganho malha fechado $|A_F| \geq 1$ → output senoide

saturado



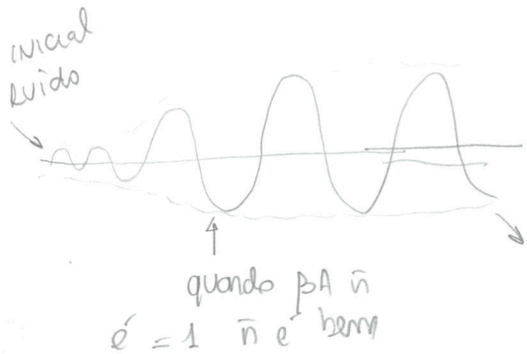
$V_f = \beta A V_i$

chave é ligada, um pequeno sinal ruído aparece (V_i).
É amplificado pelo A $V_o = AV_i$
e depois passa pela realimentação
dando tensão $V_f = \beta A V_i$.

βA = ganho malha

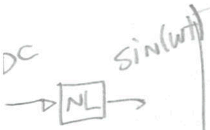
Se βA for suficiente, $\beta A V_i = V_i$
[com $|\beta A| = 1$]
logo mesmo s/ input o sinal prossegue circulando.

⇨ Condição $\beta A > 1$ p/ oscilar:
CRITERIO DE BARKHAUSEN



[Fourier]
Analise Harmônica

Analisando $A_f = \dfrac{A}{1+\beta A}$ se $\beta A = -1$ ⇨ $A_f = \dfrac{A}{0} = \infty$! s/ sinal entrada há output



osciladores → circuitos ñ lineares

DC power ⇨ sin(wt) AC pwr.

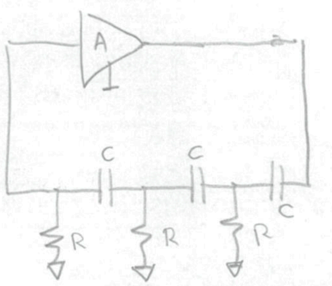
oscilador
grandes sinais ñ pequenos sinais?

OSCILADOR DE DESLOCAMENTO DE FASE

$\beta A > 1$
(se for = 1 há perdas nos resistores etc)

e desvio fase na realimentação 180° p/ ter positive feedback

na frequencia oscilação deslocamento fase = 180°

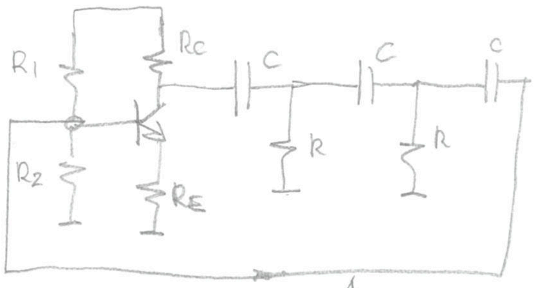


$F = \dfrac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$ $\beta = \dfrac{1}{29}$

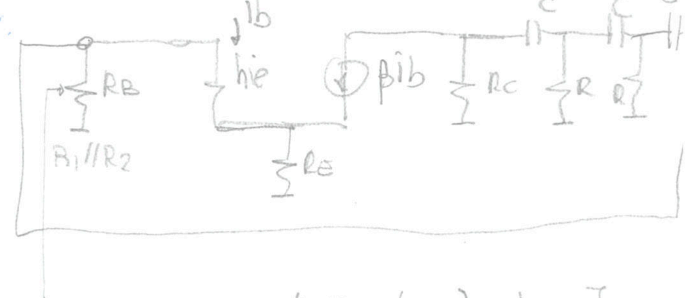
ganho amplificador deve ser $A > 29$

cada seção RC defasa 60°? Não! pois cada RC "carrega" o anterior.

Usando BJT:



↳ Laço realimentação

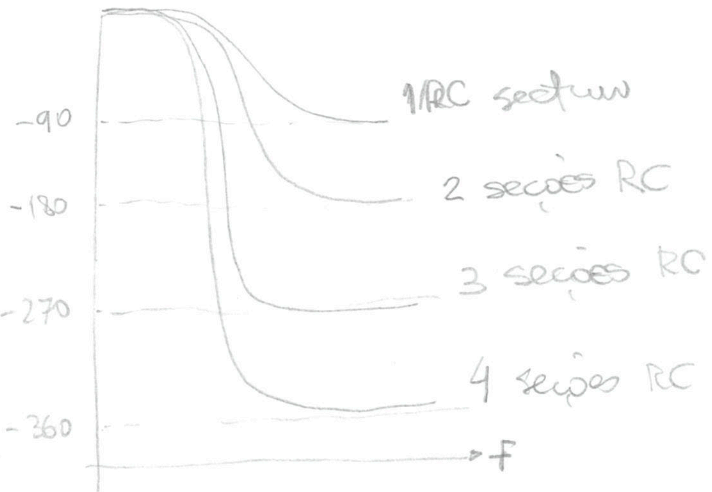


$Z_{IN} = (R_1 // R_2) // [R_E(\beta+1) + h_{ie}]$

Se considerarmos $R_E(\beta+1) >> h_{ie}$

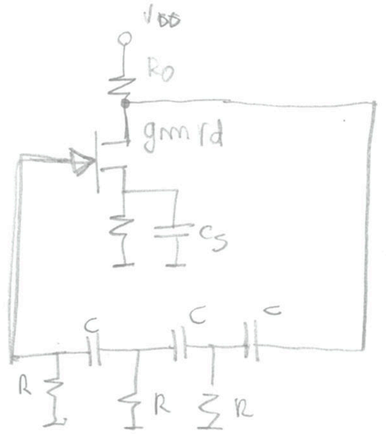
$Z_{IN} = R_B // R_E(\beta+1)$

3º "R" visto pela realimentação é o próprio Z_{IN} do K_q !



(OSC-IIa)

Usando um FET



$|A| = g_m R_L$

$R_L = \dfrac{R_D r_d}{R_D + r_d}$ rd: dynamic FET resistance

Exemplo: projete oscilador c/ FET c/ $g_m = 5000\mu s$ $r_d = 40K$ e $R = 10K$. Calcule o valor C e R_D p/ oscilar em 1kHz qdo $A > 29$.

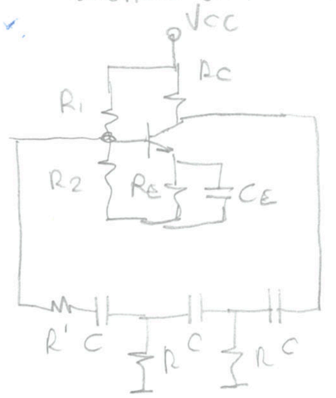
$$C = \frac{1}{2\pi f R\sqrt{6}} = \frac{1}{2\pi(10E3)(1E3)(2.45)} = 6.5nF$$

Como $|A| = g_m R_L$ escolho $|A| = 40$ (p/ segurança maior que 29). Lembrar c/ ckt. feedback "carrega" o oscilador preciso compensar isso.

$$|A| = g_m R_L \Rightarrow R_L = \frac{|A|}{g_m} = \frac{40}{5000E-6} = 8\,k\Omega$$

Usando $R_L = \dfrac{R_D r_d}{R_D + r_d}$ acho $R_D = 10K$
($r_d = 40K$)

Usando um BJT

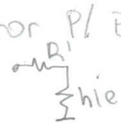


No TBJ tenho impedância entrada hie do K_s (FET é ∞).

Solução poderia ser col. comum + Emissor comum

mas assim precisaria de 2 transistores.

Usa R' em série p/ melhor p/ BJT.



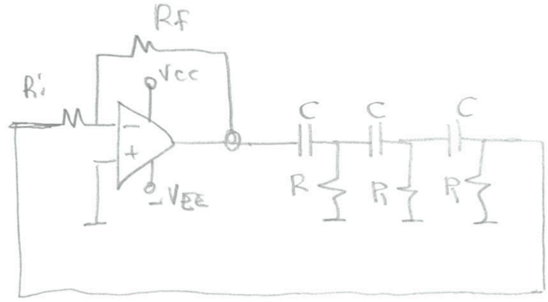
$$f = \frac{1}{2\pi RC}\sqrt{\frac{1}{6 + 4[R_C/R]}}$$

No ganho:

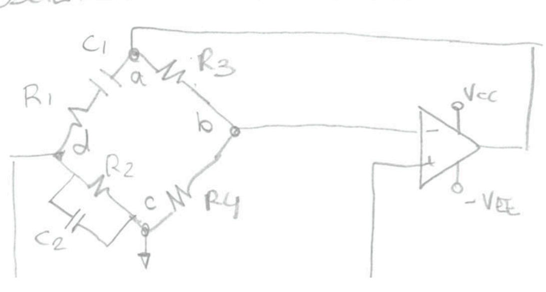
$$h_{fe} > 23 + 29\frac{R}{R_C} + 4\frac{R_C}{R}$$

Usando opamp's: Fica + fácil

R_i & R_F ajustam ganho



OSCILADOR C/ PONTE WIEN



$R_1\ R_2\ C_1\ C_2$ ⇨ Ajuste frequência

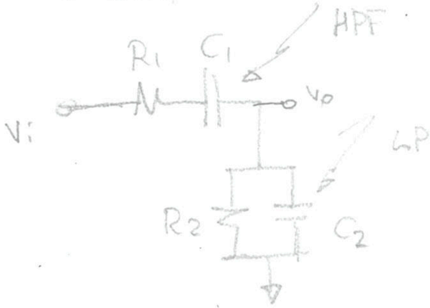
$R_3\ R_4$ ⇨ Laço feedback

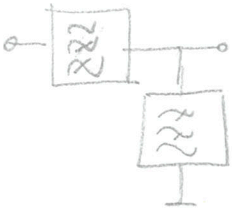
Desprezando Zin e Zout do opamp

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

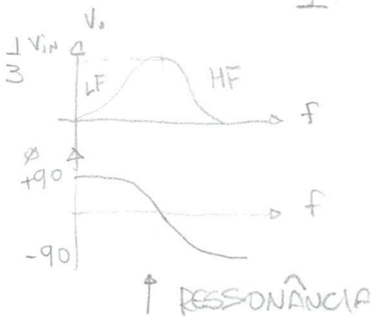
(OSC III)

Fundamento Wien Oscillator:

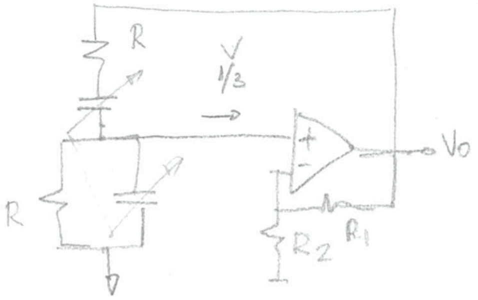




se $\left| \begin{array}{l} R_1 = R_2 \\ C_1 = C_2 \end{array} \right.$



$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}$$



Ponte sinal Vo (RN) (R_1 e R_2) → ajusta ganho

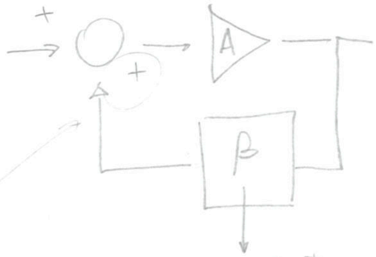
Ponte sinal (RP) vai p/ rede. em apenas uma frequencia (f_r) o phase shift é zero (apenas em f_r). Assim em f_r tensão em terminais (+) e (-) são iguais e em fase → (RN) cancela c/ (RP) circuito vai oscilar.

simultânea RP e RN

RN entra p/ dentro do ganho "A" ficando apenas RP ($\beta = \beta_2$).

(OSC IIIa)

OSCILADORES SEDRA SMITH (WIEN)

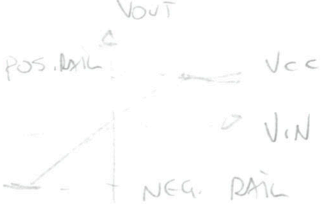


positive feedback!

mas β é freq. selective!

output ↑ → β faz input ↑

A AUMENTA AINDA ↑ → SATURAÇÃO!



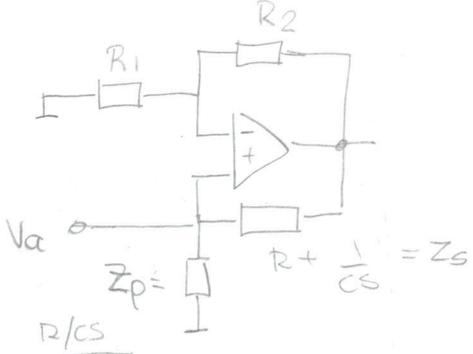
$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)}$$ menos pois tenho realim. positiva!

s dependency → frequency dependent

DEFINIÇÃO LOOP GAIN: $L(s) = A(s)\beta(s)$

quero p/ oscilar $1 - L(s) = 0$!

WIEN BRIDGE OSCILLATOR



$$Z_p = \frac{R/CS}{R + \frac{1}{CS}}$$

$$A_{CLOSED LOOP} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

(NEGATIVE FEEDBACK)

LOOP GAIN POSITIVE FEEDBACK

$$\frac{V_a}{V_o}(s) \equiv \frac{Z_p}{Z_p + Z_s}$$

$$L(s) = \frac{Z_p}{Z_p + Z_s} \cdot \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right]$$

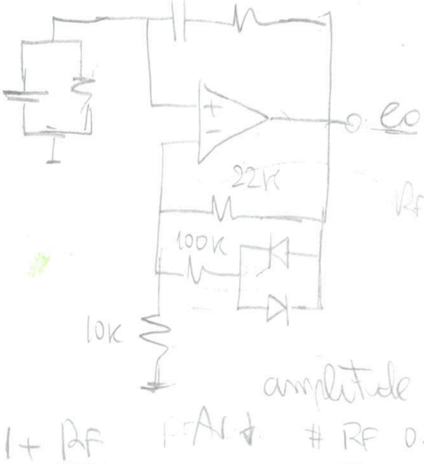
$$L(s) = \frac{1 + R_2/R_1}{3 + SCR + 1/RCS}$$

$1 - L(s) = 0$ qdo. $\omega_0 = 1/RC$

mas loop gain p/ sustained oscillation $= 1 \rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2$

amplitude oscilações estabilizadas c/ sistema controle linear

ideia: diodos diminuem ganho quando eles ficam on



Rf

amplitude eo ↑ → D ON

Av ↓

$$A_V = 1 + \frac{R_F}{R_1}$$

RF D. OFF: 22K

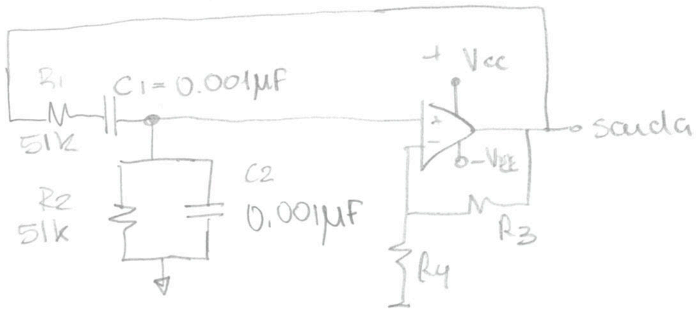
RF ON 22K//100K

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$$

Faz $R_1 = R_2 = R$ e $C_1 = C_2 = C$ $\rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$

$$\frac{R_3}{R_4} = 2$$

Calcule a freq. de ressonancia do oscilador:

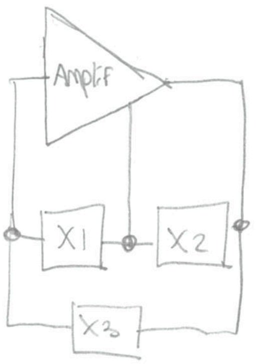


Como $R_1 = R_2 = R$ & $C_1 = C_2 = C$

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi[51k][0.001\mu]}$$

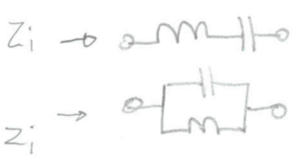
$$f = 3120.7 \text{ HZ}$$

CIRCUITO OSCILADOR SINTONIZADO



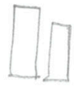
entrada & saída são SINTONIZADAS.
X's são reatâncias

COMBINAÇÃO LC → circuitos tanque

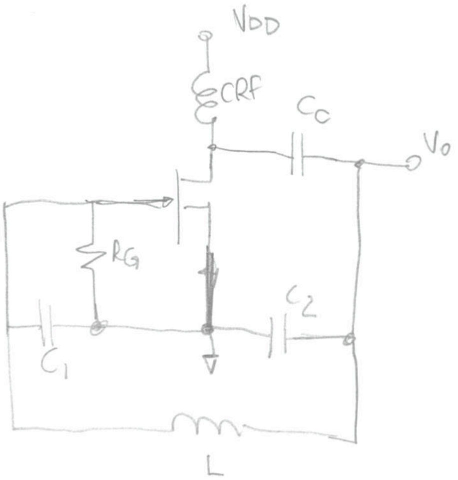


circuitos "tanque" baseados em ressonância

- órgão [pipe organ]
- forno μONDAS
- afinação violão [papelzinho]
- anti-theft systems c/ portais



oscilador Colpitts c/ FET



COLPITTS → 2 CAPACITORES 1 INDUTOR

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}} \quad \text{onde } C_{eq} = \frac{C_1C_2}{C_1+C_2}$$

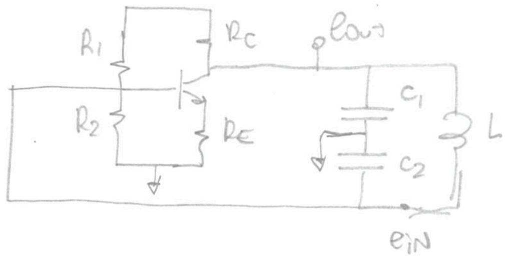
CRF: "choke" RF, curto p/ DC
aberto p/ RF

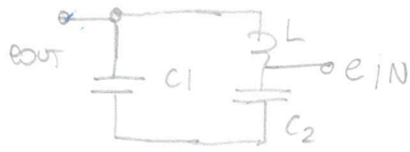
Cc curto p/ RF, caso contrário
IDC circularia entre L [curto DC]

OSC IV

COLPITTS

malha
feedback





$$\frac{e_{IN}}{e_{out}} = \frac{1/j\omega C_2}{\frac{1}{j\omega C_2} + jL\omega} = \frac{1}{1-\omega^2 LC_2} \qquad (I)$$

na oscilação: (ω_0)

$$\frac{1}{j\omega_0 C_1} + \frac{1}{j\omega_0 C_2} + j\omega_0 L = 0 = \frac{C_1 + C_2 - \omega_0^2 C_1 C_2 L}{j\omega_0 C_1 C_2} = 0$$

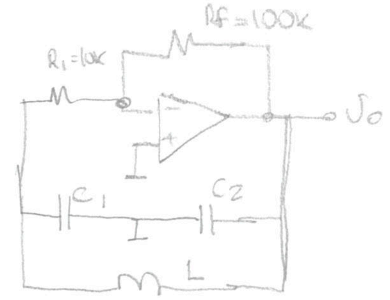
$$\rightarrow X_{C1} + X_{C2} + X_L = 0$$

$$\omega_0^2 = \frac{C_1+C_2}{C_1 C_2} L \quad \text{ou} \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}} \qquad C_{eq}: C_1 // C_2 \qquad (II)$$

substituindo (II) em (I) temos $\frac{e_{iN}}{e_{out}} = \beta_\omega = -\frac{C_1}{C_2}$

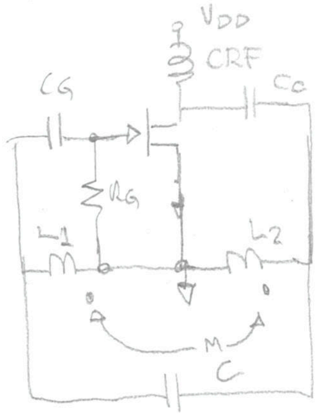
preciso então p/ oscilar que $\boxed{A_v \geq -\frac{C_2}{C_1}}$

Oscilador Colpitts c/ opamp



Rf e R1 ajustam ganho p/ contrabalançar perda rede ressonante

Osciladores Hartley → tem 2 indutores 1 capacitor (+ fácil "fazer" C do que L)



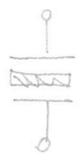
CG Cc → apenas servem p/ passar AC (é curto.)

$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C}}$

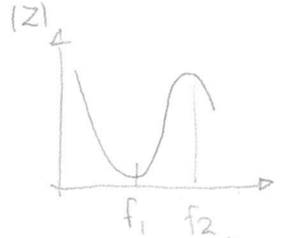
$L_{eq} = L_1 + L_2 + M$

M: acoplamento mútuo

CRISTAL: sal Rochelle, piezoelétrico vibração mecânica associada c/ a onda elétrica, apenas freqs. próprias passam. Assim oscilação fica + estável.



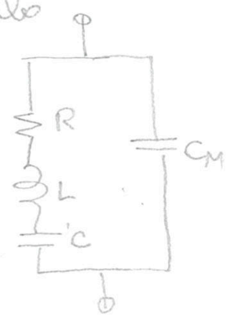
símbolo



RESS. SÉRIE ⇓

anti-ressonância ⇓

modelo



ckt. profissional eventualmente usa forninho p/ manter temperatura XTAL estável

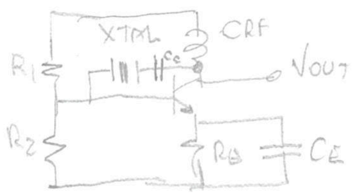
$X_L = X_C$

Na RESS. CURTO

$|X_L + X_C| + R = |X_{CM}|$

na resson. ckt. aberto

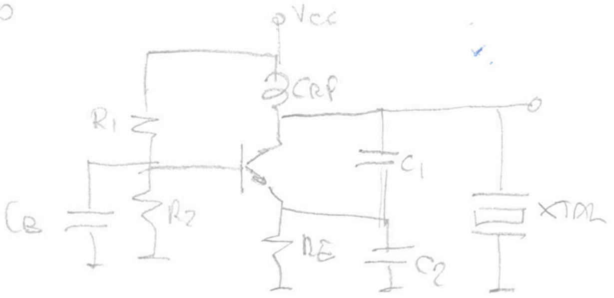
aplicação:



realimentação máxima qdo impedância XTAL é mínima, que é realizada qdo aparece ressonância série.

OSC V

usando XTAL como circuito ressonante paralelo

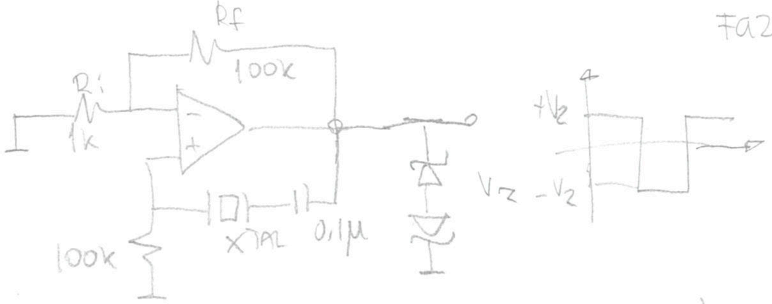


na anti ressonância impedância XTAL é indutiva

[Lembrar $X_L = \omega L$
$X_C = 1/\omega C$

Fazendo um CKT ressonante c/ capacitores

usando opamp



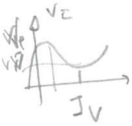
XTAL — modo ressonante série

oscilador unijunção → Eletrônica potência

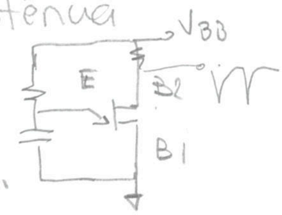
η = INTRINSIC standoff ratio

$$f = \frac{1}{RC \ln \frac{1}{1-\eta}}$$

E: emissor
B1: base 1
B2: base 2



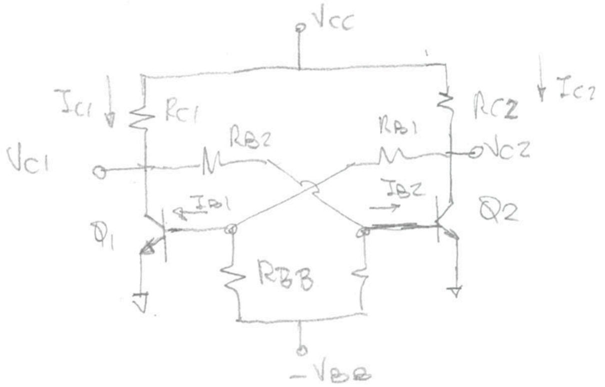
NEGATIVE RESIST.



V_{EB1} > disparo voltage
T ON
fica ON até corrente B1-B2 cair

MULTIVIBRADOR BIESTÁVEL (flip-flop)

transistores ficam oscilando entre Corte e saturação



① Estado "metaestável" (ñ existe na vida real). $V_{c1} = V_{c2}$, $I_{c1} = I_{c2}$

② qualquer ruído / temperatura faz (p/ ex) aumentar I_{c1}.

$I_{c1} \uparrow \Rightarrow V_{c1} \downarrow \Rightarrow I_{B2} \downarrow \Rightarrow I_{c2} \downarrow$

pois $V_{c1} = V_{cc} - I_{c1} R_c$ (V_{cc} FIXO, R_c FIXO)

pois $I_{B2} = \frac{V_{c1} - V_{BE}}{R_{B2}}$

pois $I_C = \beta I$

$\Downarrow$

$V_{c2} \uparrow$

$I_{c1} \uparrow \Leftarrow I_{B1} \uparrow \Leftarrow$

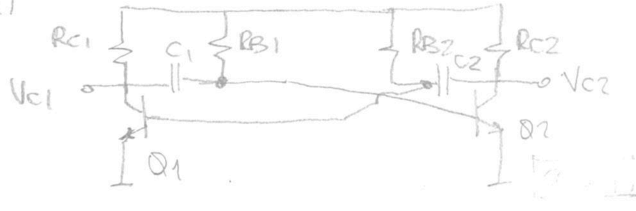
$I_C = \beta I_B$ $\quad I_{B1} = \frac{V_{c2} - V_{BE}}{R_{B1}}$

Tenho realimentação positiva!

eventualmente Q1 satura → $V_c = 0$

Se Q1 satura (ON) → Q2 corta (OFF)

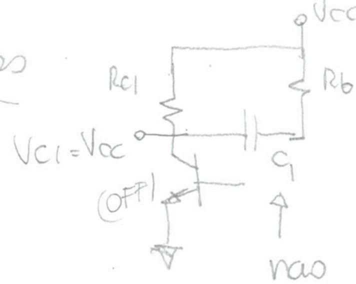
MULTIVIBRADOR ASTÁVEL (gera onda quadrada)



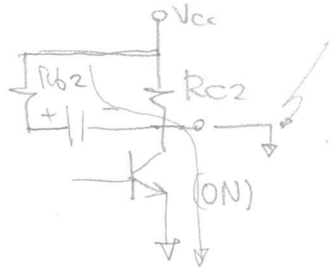
Funcionamento

supõe inicialmente Q_1 cortado (OFF) → $V_{C1} = V_{CC}$
logo terei Q_2 saturado (ON) → $V_{C2} = 0V$

capacitores

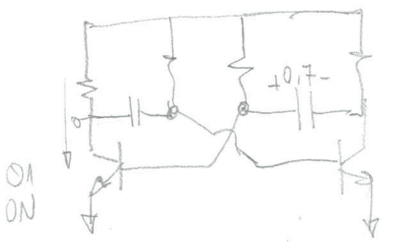


não carrega potencial igual nas duas pernas



C2 se carrega pelo resistor Rb2 e pelo transistor Q2

quando tensão C_2 atingir 0.7 (V_{BE}) ele liga Q_1 !

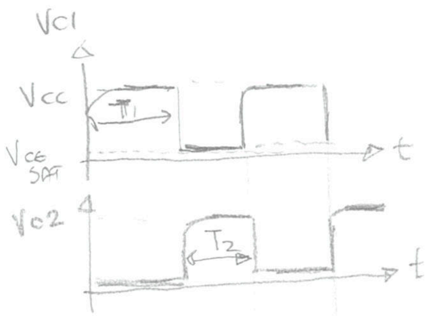


quando Q_1 fica ON imediatamente V_{C1}= zero, jogando V_{B2}= zero, cortando Q_2.

Agora quem vai carregar será C_1.

$T_1 = 0.693\ R_{B2} C_2$ → tempo Q_1 OFF e Q_2 ON

$T_2 = 0.693\ R_{B1} C_1$ → tempo Q_1 ON e Q_2 OFF



$T = T_1 + T_2 = 0.693\ [R_{B1}C_1 + R_{B2}C_2]$

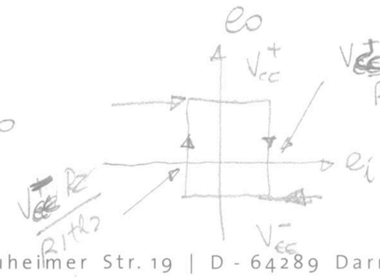
se onda for quadrada terei

(duty cycle 50%) $T_1 = T_2$ $R_{B1} = R_{B2}$ e $C_1 = C_2$

$\boxed{T = 1{,}4\ R_B C}$

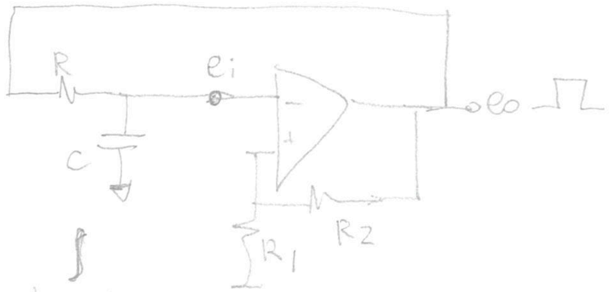
Usando opamps

Realimentação positiva



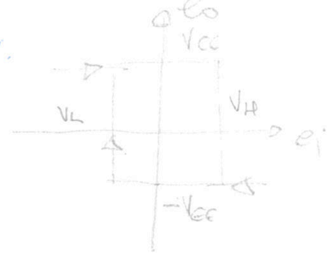
$\boxed{\text{OSC VI}}$

gerador onda retangular



∫

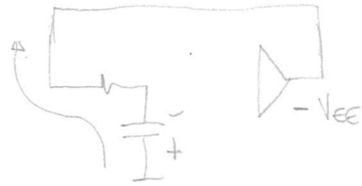
integrador



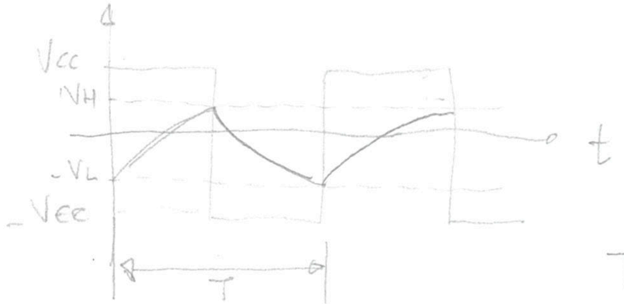
$$V_H = V_{cc} \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

$$V_L = V_{EE} \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

imagina $e_i = 0 \rightarrow e_o = V_{cc}$



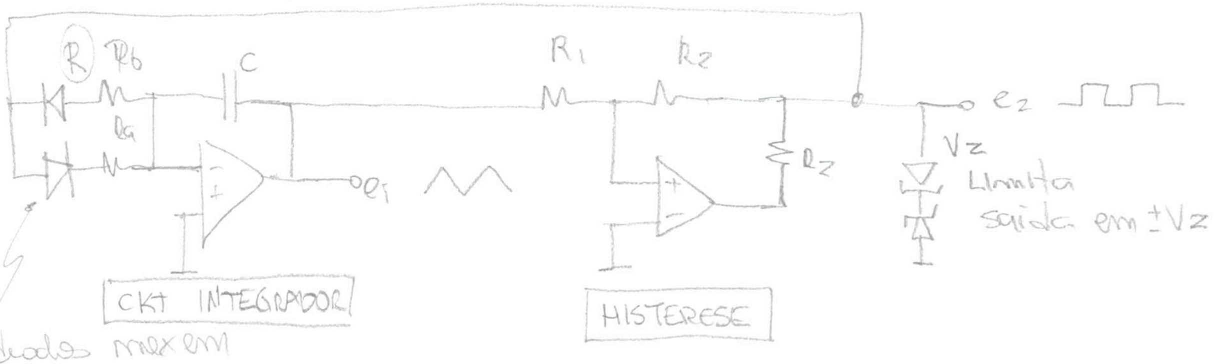
capacitor se carrega até atingir V_L → então a saída e_o chaveia p/ V_{cc}.



$$T = 2RC \ln\left[2\frac{R_1}{R_2} + 1\right]$$

gerador onda triangular

usa um integrador



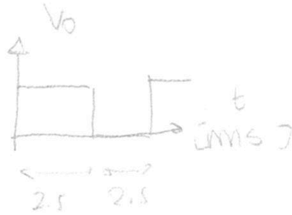
diodos mexem independentemente nos tempos t_1 e t_2

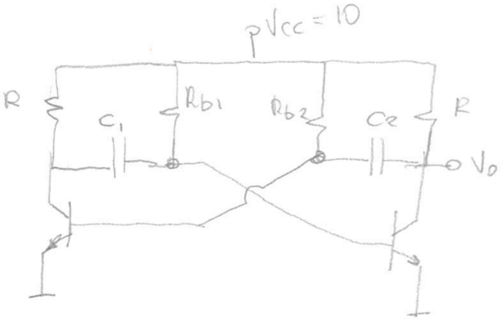
$$f_0 = \frac{R_2}{4R_1RC}$$

LIVRO Osciladores
sobrinho, Carvalho
Ed. Érica

PROJETO ckt. astável c/ transistor:

Calcule RB2, RB1, R e C p/ Vo dada.

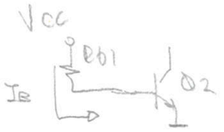




$\beta = 100$
$I_{CSAT} = 10\,mA$
$V_{CESAT} = 0$
$V_{BEON} = 0$

$$I_{BON} = 2\,\frac{I_{CSAT}}{\beta} = 2 \cdot \frac{10}{100} = 0.2\,mA$$

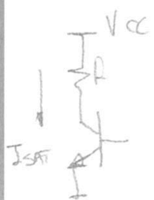
p/ segurança, joga transistor fortemente na saturação



$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{bON}} = \frac{10 - 0}{0.2} = 50\,K$$

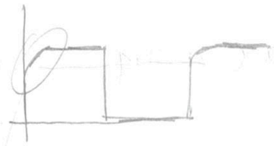
$$R_{b1} = R_{b2} = 50\,K$$

$$T = 0{,}693 \cdot R_{B1} C_1 = 2{,}5\,ms \rightarrow C_1 = C_2 = \frac{2.5\,ms}{(0.693)(50K)} = 7{,}2E{-}8 = 72E{-}9 = 72\,nF$$



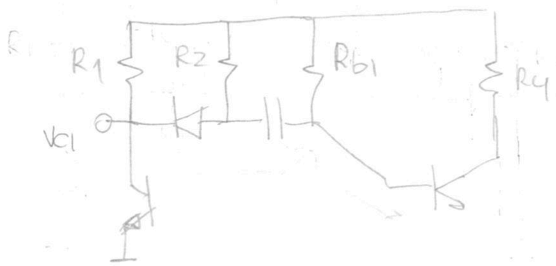
$$R = \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{I_{CSAT}} = \frac{10 - 0}{10\,mA} = 1K$$

Na prática a onda não é quadrada



carga capacitor pelo resistor coletor R1

solução:



troca c/ com resistor R2

quando Vc1 vai de 0 p/ Vcc Diodo fica OFF e carga se dá por R2

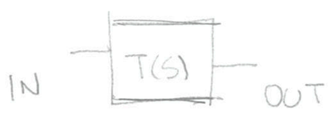
OSCILADORES VII

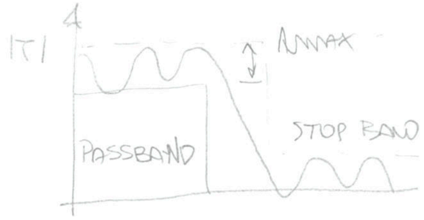
ACTIVE FILTERS

FILTROS → resposta frequencia < LPF, BPF, HPF

→ resposta tempo (frequentemente ignorada)
(conceito group delay)

CONCEITO ESPECIFICAÇÃO





AMAX → oscilação NA faixa passagem

MAIOR o nº polos → MAIS "rápido" cai o SINAL banda corte

Notar Ripple Bandwidth

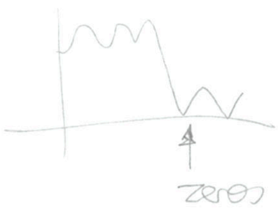
$$T(S) = \frac{a_M S^M + \dots + a_0}{S^N + b_{N-1} S^{N-1} + \dots + b_0}$$

zeros
polos

N: ordem do filtro

$M \leq N$ p/ filtro ser estável

Naturalmente



PROTÓTIPOS FILTROS: BUTTERWORTH $|T(j\omega)| = \dfrac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2\left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2N}}}$

CHEBYSHEV

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2 \cos^2\left[N \cdot a\cos(\omega/\omega_p)\right]}}$$

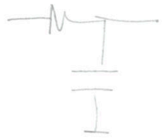
$\omega < \omega_p$ cos
$\omega > \omega_p$ cosh

Filtros 1º ordem

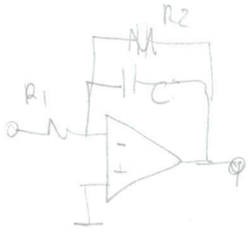
$$T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + \omega_0}$$

(LPF)

$T(s) = \frac{a_0}{s+\omega_0}$

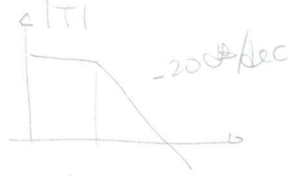


$\omega_0 = 1/RC$



$\omega_0 = 1/R_2C$

DC GAIN $-R_2/R_1$



(HPF)

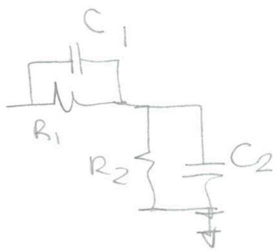
$$T(s) = \frac{a_1 s}{s+\omega_0}$$

$\omega_0 = 1/RC$

$\omega_0 = 1/R_1C$

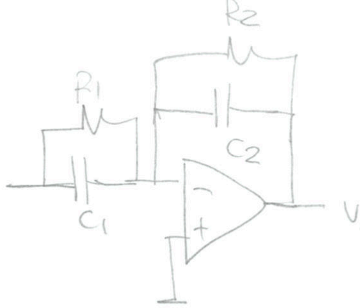
Geral

$$T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s+\omega_0}$$



$C_1R_1 = a_1/a_0$

$\omega_0 = (C_1+C_2)^{-1}(R_1//R_2)^{-1}$



$\omega_0 = 1/R_2C_2$

$C_1R_1 = a_1/a_0$

Filtros 2º ordem

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}$$

Precisa p/ 2º ordem

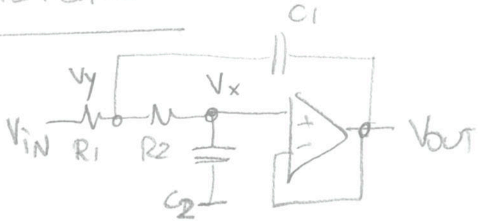
Ressoadores

→ introduz circuitos RLC em opamps p/ sintetizar as equações de filtros desejados

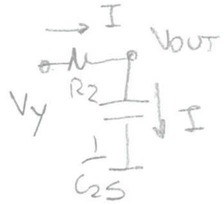
AF-2

ANALOG FILTERS

SALLEN - KEY



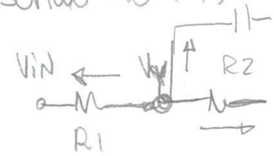
Buffer → logo $V_x = V_{OUT}$



$$\frac{V_y - V_{OUT}}{R_2} = V_{OUT} C_2 S$$

$$V_y = V_{OUT}\,[R_2 C_2 S + 1]$$

Analisando nó (Y)



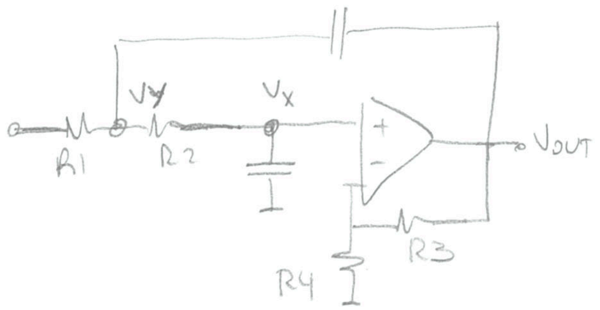
$$\frac{V_y - V_{iN}}{R_1} + V_{OUT} C_2 S + [V_y - V_{OUT}]\,C_1 S = 0$$

substitui $V_y = V_{OUT}\,[R_2 C_2 S + 1]$ obtém

$$\frac{V_{OUT}}{V_{iN}}(s) = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 S^2 + (R_1 + R_2) C_2 S + 1}$$

← 2ª ordem SEM INDUTORES! vantagem filtro ativo

SE FIZER há Ganho



$$V_{OUT} = V_x\left[1 + \frac{R_3}{R_4}\right]$$

obtenho:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{iN}}(s) = \frac{1 + \frac{R_3}{R_4}}{R_1 R_2 C_1 C_2 S^2 + \left(R_1 C_2 + R_2 C_2 - R_1 \frac{R_3}{R_4} C_1\right) S + 1}$$

Uso p/ Butterworth.

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}}$$

→ ∄ zeros p/ CKT:

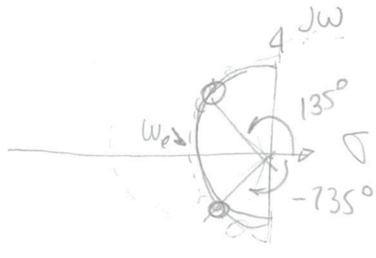
$$1 + \left(\frac{s}{j\omega_0}\right)^{2n} = 0 \quad \therefore \quad S^{2n} + (-1)^n \omega_0^{2n} = 0$$

Raízes: $P_K = \omega_0\, e^{\frac{j\pi}{2}}\, e^{j\frac{2K-1}{2n}\pi}$, $K = 1, 2, \ldots$

Se $n = 2$

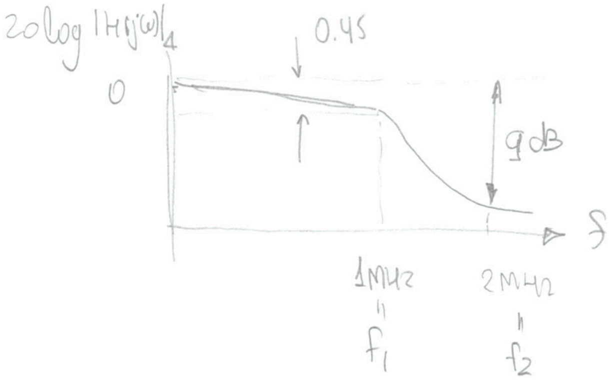
$P_1 = \omega_0\, e^{j\frac{3\pi}{4}}$

$P_2 = \omega_0\, e^{j\frac{5\pi}{4}}$



Formula geral

Ex: Derive um LPF c/ flatness passband 0.45 dB p/ $f < f_1 = 1MHz$ e stopband att. de 9 dB @ $f_2 = 2MHz$. Determine a ordem do filtro.



$$\begin{cases} \dfrac{1}{1+\left(\dfrac{2\pi f_1}{\omega_0}\right)^{2n}} = 0.95^2 \leftarrow \begin{matrix} 0.95 = \\ -0.45\,dB \end{matrix} \\[2ex] \dfrac{1}{1+\left(\dfrac{2\pi f_2}{\omega_0}\right)^{2n}} = 0.355^2 \leftarrow \begin{matrix} 0.355 = \\ -9\,dB \end{matrix} \end{cases}$$

1º equação dá $\rightarrow \omega_0^{2n} = \dfrac{(2\pi f_1)^{2n}}{0.108}$

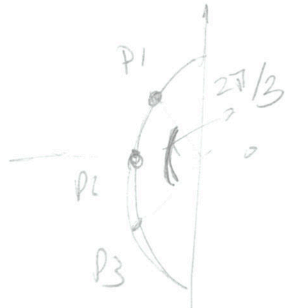
Plugging na 2º equação dá: $\left(\dfrac{f_2}{f_1}\right)^{2n} = 64.2$

e da especif. $f_2 = 2f_1$

o n (ordem do filtro) menor possível é $\underline{n=3}$. Acho $\boxed{\omega_0 = 2\pi.(1.45\,MHz)}$

Usando o Sallen Key:

tenho $n=3$ e $\omega_0 = 2\pi \times 1.45\,MHz$



$P_1 = \omega_0 e^{j2\pi/3}$

$P_2 = \omega_0 e^{j\pi} = -\omega_0$

$P_3 = \omega_0 e^{j\cancel{8\pi/6}} = \omega_0 e^{j\frac{4\pi}{3}}$

$$P_1 = 2\pi.(1.45E6).\left[\cos\frac{2\pi}{3} + j\sin\frac{2\pi}{3}\right]$$

$$P_3 = 2\pi.(1.45E6)\left[\cos\frac{2\pi}{3} - j\sin\frac{2\pi}{3}\right]$$

S.K. dá 2 polos completos. O outro real é dado por uma célula simples RC.

sallen-key: $H_{SK} = \dfrac{(-p_1)(-p_3)}{(s-p_1)(s-p_3)} = \dfrac{(2\pi.1.45E6)^2}{s^2 - \left[4\pi.(1.45E6)\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)\right]s + (2\pi.1.45E6)^2}$

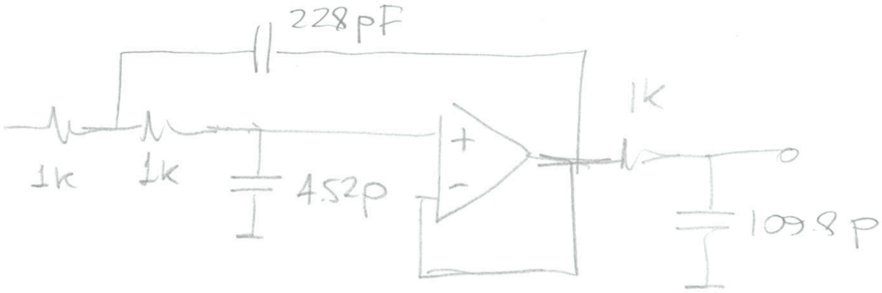
i.e. $\left[\begin{array}{l} \omega_n = 2\pi.1.45\,MHz \\ Q = \dfrac{1}{2\cos\frac{2\pi}{3}} = 1 \end{array}\right.$

No S.K. $\left[\begin{array}{l} Q = \dfrac{1}{R_1 + R_2}\sqrt{R_1 R_2 \dfrac{C_1}{C_2}} \\[2ex] \omega_n = \dfrac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \end{array}\right.$

escolhe $\left.\begin{array}{l} R_1 = R_2 \\ C_1 = 4C_2 \end{array}\right\} \Rightarrow$ daí $Q = 1$

escolhe $R_1 = 1k$
$C_2 = 54.9pF$

polo real: $\dfrac{1}{R_3 C_3} = 2\pi \cdot 1.45MHz$ $\quad R_3 = 1k$
$C_3 = 109.8pF$



AF-S