Circuits i Sistemes Electrònics III

Primavera 2004-2005

Temari

0. FONAMENTS DELS AMPLIFICADORS OPERACIONALS.

1. Introducció.
    1.1. Definició d'un amplificador.
    1.2. Tipus d'amplificadors.
    1.3. Circuit equivalent d'un amplificador (model funcional).
    1.4. Exemple: efectes de càrrega en un amplificador de tensió.
2. L'amplificador operacional.
    2.1. Definició.
    2.2. Símbol.
    2.3. Circuit equivalent.
    2.4. L'amplificador operacional ideal.
3. Configuracions bàsiques amb amplificadors operacionals.
    3.1. Amplificador no inversor.
    3.2. Amplificador inversor.
    3.3. Seguidor de tensió.
    3.4. Sumador de tensions.
    3.5. Integrador.
4. Realimentació negativa.
    4.1. Concepte de realimentació.
    4.2. Representació canònica.
    4.3. Representació equivalent: Fluxograma (diagrama de flux).
        4.3.1. Definició i regles.
        4.3.2. Fluxograma del sistema canònic realimentat (fluxograma canònic).
    4.4. Fluxograma de circuits amb amplificadors operacionals.
        4.4.1. Amplificador no inversor.
        4.4.2. Amplificador inversor.

I. A.O. REAL: LIMITACIONS DELS AMPLIFICADORS OPERACIONALS.

1. Introducció.
2. Corrents de polarització.
3. Tensió d'offset.
4. Relació de rebuig en mode comú.
5. Relació de rebuig a l'alimentació.
6. Soroll en circuits amb amplificadors operacionals.
7. Balanç d'errors.

II. RESPOSTA FREQÜENCIAL D'AMPLIFICADORS I CIRCUITS REALIMENTATS.

✓1. Introducció. ✓
✓2. Resposta freqüencial.
    ✓2.1. Funció de transferència.
    ✓2.2. Diagrames de Bode.
        ✓2.2.1. Diagrama de Bode d'una constant. ✓
        ✓2.2.2. Diagrama de Bode d'un zero o un pol a l'origen.
        ✓2.2.3. Diagrama de Bode d'un zero o un pol fora de l'origen.
        ✓2.2.4. Diagrama de Bode d'un parell de pols complexes conjugats.
        ✓2.2.5. Exemple.
3. Resposta freqüencial de l'amplificador operacional.
    3.1. Guany en llaç obert $a_{AO}(jw)$.
    3.2. Producte guany per amplada de banda.
    3.3. Temps de pujada.
4. Slew-rate.
5. Estabilitat en circuits realimentats.
    5.1. Estabilitat en un amplificador realimentat.
    5.2. Criteri d'estabilitat de Routh.
    5.3. Lloc geomètric d'arrels (L.G.A.).
    5.4. Traçat sistemàtic del L.G.A.
    5.5. Marges d'estabilitat: amplitud i fase.
    5.6. Compensació freqüencial.

III. APLICACIONS LINEALS AMB AMPLIFICADORS OPERACIONALS.

1. Introducció.
    1.1. Sistema lineal.
    1.2. Característica de transferència entrada - sortida de l'A.O.
    1.3. Amplificadors.
2. Convertidors Corrent - Tensió (I-V).
    2.1. Convertidor I-V més elemental.
    2.2. Convertidor I-V amb un A.O.
    2.3. Convertidor I-V de gran sensibilitat.
    2.4. Aplicacions dels convertidors I-V.
3. Convertidors Tensió - Corrent (V-I).
    3.1. Càrrega no referida a massa (flotant).
    3.2. Càrrega referida a massa.
4. Amplificadors de corrent.
    4.1. Inversor.
    4.2. No inversor.
5. Amplificadors diferencials.
    5.1. L'amplificador diferencial ideal.
    5.2. Tensions en mode comú i en mode diferencial.
    5.3. Relació de rebuig en mode comú (CMRR):
        5.3.1. Influència del desaparellament de resistències.
        5.3.2. Influència del $CMRR_{AO}$ [illegible].
        5.3.3. CMRR total (resistències més $CMRR_{AO}$).
    5.4. Amplificador diferencial de guany variable.
6. Amplificadors d'instrumentació.
    6.1. Definició.
    6.2. Model d'A.I.
    6.3. Amplificador d'instrumentació amb 3 A.O.
    6.4. Amplificador d'instrumentació amb 2 A.O.
    6.5. A.I. integrats monolítics.
    6.6. Aplicacions dels A.I.
        6.6.1. Amplificació de senyal d'un sensor generador.
        6.6.2. Aplicació a sensors resistius: Pont de mesura.

IV. APLICACIONS NO LINEALS AMB AMPLIFICADORS OPERACIONALS.

1. Introducció.
2. Comparadors.
    2.1. Comparador amb un amplificador operacional.
    2.2. Comparador amb sortida amb col·lector obert.
3. Aplicacions amb comparadors.
    3.1. Detector de nivell.
    3.2. Comparador de finestra.

4. Comparador amb histèresi (Schmitt-trigger).
5. Rectificadors de precisió.
   5.1. Introducció.
   5.2. Rectificador de precisió de mitja ona.
   5.3. Rectificador de precisió d'ona completa.
   5.4. Exemple: Convertidor AC-DC (voltímetre AC).
6. Circuits limitadors i retalladors.

V. GENERADORS DE SENYAL.
1. Introducció.
2. Generadors sinusoïdals.
   2.1. Condicions necessàries per a l'oscil·lació.
   2.2. Condició d'arrencada i estabilització d'amplitud.
   2.3. Oscil·lador en pont de Wien.
   2.4. Oscil·lador en quadratura.
3. Generadors de relaxació (no sinusoïdals).
   3.1. Introducció.
   3.2. Multivibradors astables.
      3.2.1. Circuit bàsic.
      3.2.2. Oscil·lador d'ona quadrada CMOS.
   3.3. Multivibradors monostables.
   3.4. Circuits de temporització integrats.
      3.4.1. Timer 555.
      3.4.2. Funcionament del 555 com a astable.
      3.4.3. Funcionament del 555 com a monostable.
   3.5. Generadors d'ona triangular.

VI. REGULADORS DE TENSIÓ
1. Introducció.
2. Reguladors lineals.
   2.1. Regulació lineal sèrie.
   2.2. Circuit bàsic de regulador lineal sèrie.
   2.3. Protecció del regulador.
   2.4. Circuits integrats de regulació lineal sèrie.
      2.4.1. Amb sortida fixa.
      2.4.2. Amb sortida ajustable de 4 terminals.
      2.4.3. Amb sortida ajustable de 3 terminals.
3. Reguladors commutats.
   3.1. Principi de funcionament.
   3.2. Configuracions fonamentals.

VII. ALTRES CIRCUITS INTEGRATS.
1. Convertidors digital - analògics (DAC).
   1.1. Introducció.
   1.2. Definicions i especificacions d'un DAC.
   1.3. Tipus de convertidors DAC.
      1.3.1. DAC de resistències ponderades.
      1.3.2. DAC de resistències en escala R-2R.
      1.3.3. DAC potenciomètric o escalat en tensió.
      1.3.4. DAC de capacitats ponderades.
2. Convertidors analògic - digitals (ADC).
   2.1. Introducció.
   2.2. Tipus de convertidors ADC.
      2.2.1. ADC amb comptador (counter-ramp converter).
      2.2.2. ADC de seguiment (tracking converter).
      2.2.3. ADC d'aproximacions successives.
      2.2.4. ADC paral·lel (flash converter).
      2.2.5. ADC de doble rampa (dual-slope converter).
3. Amplificadors operacionals de transconductància (O.T.A.).
   3.1. Introducció.
   3.2. Símbol i circuit equivalent en petit senyal d'un OTA ideal.
   3.3. Aplicacions amb OTA.
      3.3.1. Amplificador de tensió inversor i no inversor.
      3.3.2. Sumador i restador de tensions.
      3.3.3. Resistència controlada.
      3.3.4. Filtres.
4. Circuits integrats en mode corrent.
   4.1. Amplificador realimentat per corrent (C.F.A.).
   4.2. Comparació entre l'A.O. i el C.F.A.

Bibliografia bàsica

- Sergio Franco: "Design with operational amplifiers and analog integrated circuits". Mc Graw-Hill 1998. 2nd Ed. International. Temes 0, I, III, IV, V, VI i VII
- Luis Martínez Salamero et al.: "Funcions Electròniques", Ed. UPC. 1992. Temes II i V.

Col·lecció de problemes

La col·lecció de problemes de l'assignatura es basa majoritàriament en exercicis que han sortit en exàmens i controls de cursos anteriors. Està accessible al Campus Digital.

Exercicis voluntaris de SPICE

- *Objectiu*: Simular un circuit relacionat amb el tema tractat a classe.
- *Periodicitat aproximada*: setmanal
- *Publicació*: cada exercici apareixerà al Campus Digital
- *Software*: Es podrà obtenir una versió estudiant en el campus digital o bé en còpies en CD que es faran circular. El software estudiant ocupa 28 Mb i la documentació 13 Mb

Avaluació de l'assignatura

1er control (aprox. desprès del tema II)	20%
2on control (aprox. mig tema V)	30%
Examen Final	50%

Com ja sabeu la nota de l'examen final es converteix en la nota final si és superior a la mitja de notes de tots els actes d'avaluació.

Normes comuns a tots els grups

No està permès qualsevol canvi de grup que no vingui ratificat per l'Escola, ni s'acceptaran peticions per fer els controls en altres grups.

Professor: Albert Orpella . C4-101
orpella@eel.upc.es . 93 401 71 83

Avaluació: 1er parcial (20%) → 8a setmana
2on parcial (20%)
Examen final (50%)

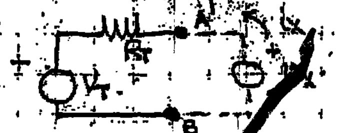
Temari: 1. Amplificador operacional.
- Realimentació negativa.
- Limitacions.
2. Resposta freqüencial
- Diagrama de Bode
- Lloc geomètric de les arrels.
→ Primer Parcial (20%)
3. Aplicacions lineals de l'Amplificador Operacional
- Convertidors: corrent-tensió ; tensió-corrent.
- amplificadors de corrent ; diferencials ; instrumentació.
4. Aplicacions NO lineals de l'Amplificador Operacional.
- Comparadors ; rectificadors ; limitadors.
→ Segon Parcial (20%)
5. Generadors de senyal.
- Sinusoïdals. (zona lineal)
- De relaxació (no lineals)
6. Reguladors de tensió.
- Lineals
→ Examen final (50%)
- Commutats.

CONEIXEMENTS PREVIS

- CISE 1 : - Anàlisi de circuits per nodes i malles.
Nus: unió de dos o més elements de circuit.
Malla: circuit tancat que inclou dos o més elements de circuit.
KCL → Llei de corrents de Kirchoff : la suma de corrents que entren en un nus és igual a la suma de corrents que surten $\sum_{entrants} i = \sum_{sortint} i$
KVL → Llei de malles de Kirchoff: Els elements que provoquen una pujada de tensió són generadors i els que provoquen una caiguda de tensió s'anomenen càrregues. $\sum_{malla} \Delta v = 0$

- Circuits Equivalents:
Dos circuits són equivalents si les seves funcions $i = f(v)$ són idèntiques.

Thevenin:



$i_x = f(v_x)$
$R_T \cdot i_x + V_T - v_x = 0$
$i_x = (v_T - v_x)/R_T$

Norton:

$i_x = g(v_x)$ $i' = \frac{v_x}{R_N}$
$i_x + I_N - \frac{v_x}{R_N} = 0$ $i_x = \frac{v_x}{R_N} - I_N$

Per realitzar l'anàlisi aproximat del circuit, prenem un model del transistor bipolar que considera tres zones de funcionament:

ACTIVA $\begin{cases} i_C = \beta_F \cdot i_B \\ V_{BE} \simeq 0.7V \end{cases}$ $\quad V_{CE} \geq 0.2V$, $\quad i_B > 0$

TALL $\begin{cases} i_C \simeq 0 \\ i_B \simeq 0 \end{cases}$ $\quad V_{BE} < 0.7V$, $\quad V_{BC} < 0.7V$

SATURACIÓ $\begin{cases} V_{BE} \simeq 0.7V \\ V_{CE} \simeq 0.2V \end{cases}$ $\quad i_C < \beta_F \cdot I_B$, $\quad i_B > 0$

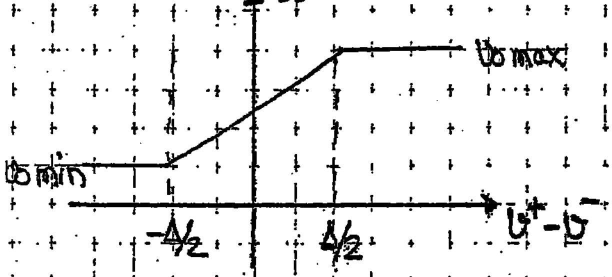
Les altres dues equacions necessàries per resoldre el circuit s'obtenen d'aplicar les lleis de Kirchhoff a l'entrada i sortida del transistor, i són:

$$i_B = \frac{v_I - V_{BE}}{R_1} \qquad V_{CE} = V_{CC} - i_C R_2$$

Aquesta segona equació és la recta de càrrega de sortida. Quan $i_B=0$ (interruptor obert) el transistor treballa en Q_{TALL}, mentre que quan $i_B = i_{BH}$ (interruptor tancat) treballa en Q_{SAT}. Perquè el transistor treballi com a interruptor, es desitja que commuti entre les zones de tall i saturació.

• El parell de transistors acoblats per emissor:

En el circuit format per un parell de transistors acoblats per emissor, també anomenat parell diferencial i amplificador diferencial, s'apliquen dos senyals d'entrada denominades entrada inversora (v^-) i entrada no inversora (v^+), i s'obté un únic senyal de sortida v_o.



Per funcionar com a comparador: la sortida pren dos valors ben definits segons sigui la diferència entre entrades

$v^+ - v^- > \Delta/2 \rightarrow v_o = v_{omax}$

$v^+ - v^- < -\Delta/2 \rightarrow v_o = v_{omin}$

I pot funcionar com a amplificador. Quan el valor absolut de la diferència entre v^+ i v^- és inferior a $\Delta/2$, és a dir, quan el circuit treballa en la zona lineal, la sortida és proporcional a la diferència entre les entrades: $\Delta v_o = A \cdot (v^+ - v^-)$ on A s'anomena guany de tensió diferencial. Aquesta última expressió no és més que una aproximació al comportament real del circuit.

- senyal diferència: $v_D = v^+ - v^-$
- senyal comú: $v_C = \dfrac{v^+ + v^-}{2}$

Llavors, $v^+ = v_C + \dfrac{v_D}{2}$ $\quad v^- = v_C - \dfrac{v_D}{2}$

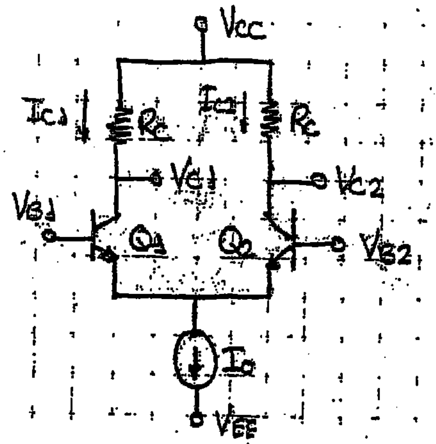
En la regió lineal del circuit real (funcionament com amplificador) l'increment del senyal de sortida, Δv_o, és aproximadament combinació lineal de les dues entrades: $\Delta v_o = A_+ v^+ + A_- v^- = G_D v_D + G_C v_C$. En aquesta expressió,

G_D = guany en mode diferencial $\quad G_C$ = guany del mode comú.

Com a figura de mèrit de l'amplificador diferencial es defineix la relació de rebuig mode comú, CMRR: $CMRR = 20 \log \left| \dfrac{G_D}{G_C} \right|$ que és una magnitud adimensional i s'expressa en decibels (dB).

- Principi de funcionament del parell diferencial:

Considerem el circuit:



Si els transistors són idèntics i les tensions aplicades a les dues bases tenen el mateix valor, $v_{B1} = v_{B2} = V_{BQ}$, llavors, per simetria, el punt de treball dels dos transistors ha de ser el mateix: $i_{C1} = i_{C2} = I_{CQ} = I_o/2$

$v_{C1} = V_{CC} - I_{CQ} R_C = v_{C2} = V_{CQ}$

Quan les tensions aplicades a les bases són diferents, els corrents pels transistors variaran: $i_{C1} = I_o/2 + \Delta i_{C1}$ $\quad i_{C2} = I_o/2 + \Delta i_{C2}$. Però com que $i_{C1} + i_{C2} = I_o$ ha de ser constant, resulta que: $\Delta i_{C1} = -\Delta i_{C2}$

cosa que implica que $v_{C1} = V_{CC} - R_C I_0/2 - R_C \Delta i_{C1}$ per tant,

$v_{C2} = V_{CC} - R_C I_0/2 + R_C \Delta i_{C1}$

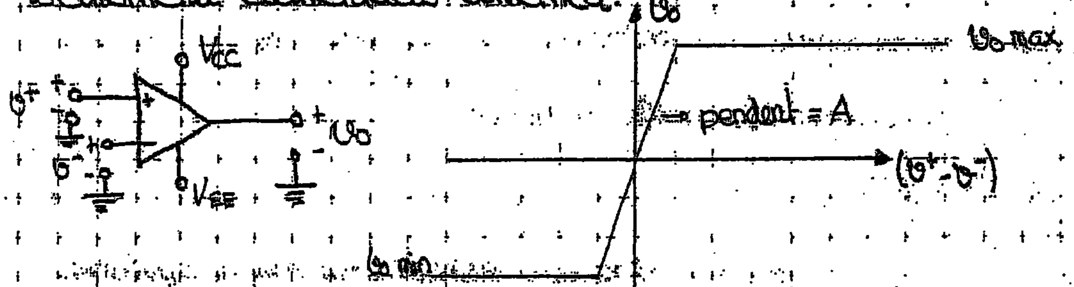
$\Delta v_{C1} = -R_C \Delta i_{C1} = -\Delta v_{C2}$

Prenent la sortida v_0 en el col·lector del transistor Q_2, resulta que, quan $v_{B1} = v^+ > v^- = v_{B2}$, i_{C1} augmenta implicant la disminució de i_{C2}, cosa que implica l'augment de v_{C2} perquè disminueix la caiguda de tensió a R_{C2}. En la corba de sortida, per tant, $v_0 = v_{C2}$ augmenta en fer-ho $v^+ - v^-$, com s'indica en el tram lineal.

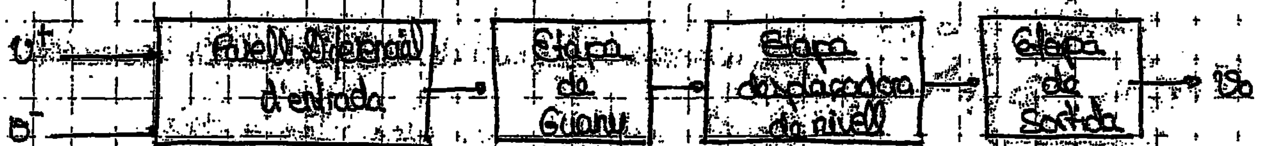
Els límits d'aquesta regió de funcionament són V_{CC} (saturació positiva) i $V_{CC} - I_0 R_C$ (saturació negativa).

- Amplificadors Operacionals:

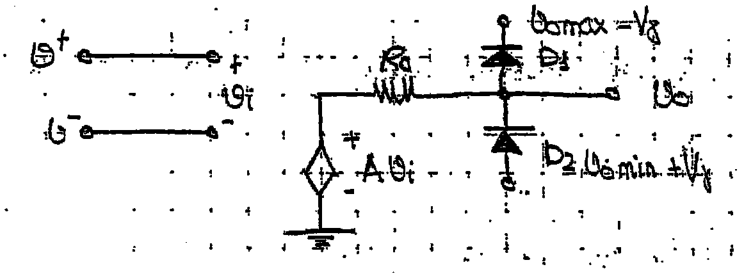
Tots els amplificadors operacionals tenen dues entrades, la inversora v^- i la no inversora v^+, una sortida v_0, una alimentació positiva V_{CC} i una altra negativa V_{EE}, que solen ser del mateix valor absolut; per això s'anomena alimentació simètrica.



L'estructura interna d'un Amplificador Operacional és la següent:



En aquest circuit equivalent, la sortida, si s'ignora la petita caiguda de tensió en la resistència R_0, apareix una tensió $v_0 = A \cdot (v^+ - v^-)$, sempre que sigui inferior a v_0 max i superior a v_0 min (regió lineal de la característica de transferència).

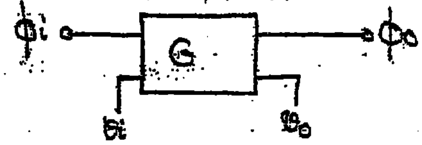


Els amplificadors operacionals reals presenten unes característiques que es separen lleugerament de les descrites en aquests circuits, així com certes limitacions de funcionament.

UNITAT 1. Amplificador Operacional

• Fonaments i limitacions dels Amplificadors Operacionals

- Amplificador: circuit electrònic on el senyal de sortida (ϕ_o) és proporcional al senyal d'entrada (ϕ_i).

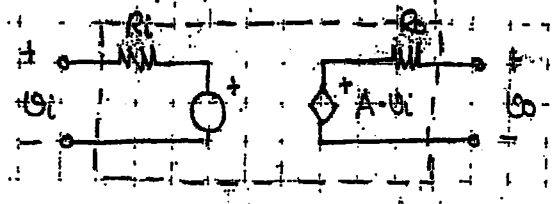


$\phi_o = G\phi_i$ on G = guany, G > 1

- Tipus d'amplificadors: Depenent del tipus de senyal a l'entrada i a la sortida, diferenciem,

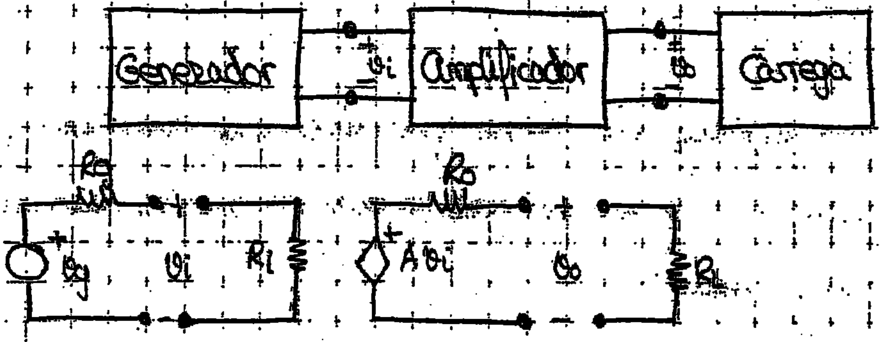
ENTRADA	SORTIDA		$G = \phi_o/\phi_i$
v	v	Amplificador de tensió	adimensional [Ø]
i	i	Amplificador de corrent	adimensional [Ø]
i	v	Amplificador de transimpedància	$G = \frac{v}{i}$ → impedància [Ω]
v	i	Amplificador de transconductància	$G = \frac{i}{v}$ → conductància [Ω

- Circuit equivalent: circuit electrònic que representa el comportament de l'amplificador (en unes condicions de funcionament determinades)



Amplificador de tensió

- **Efectes de càrrega:** Es produeixen quan connectem l'amplificador a un generador i una càrrega.



Divisors de tensió: $v_i = v_g \cdot \frac{R_i}{R_i + R_g}$ $\quad v_o = A v_i \frac{R_L}{R_L + R_o}$

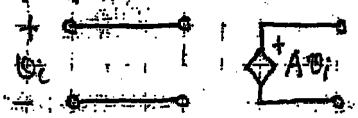
$$v_o = A \cdot v_g \cdot \frac{R_i}{R_i + R_g} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} \Rightarrow G = A \cdot \underbrace{\frac{R_i}{R_i + R_g}}_{<1} \cdot \underbrace{\frac{R_L}{R_L + R_o}}_{<1}$$

Ens interessa que $G \approx A$. a la pràctica:

$$\frac{R_i}{R_i + R_g} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot A \cdot v_g < A \cdot v_g \quad \text{(efecte de càrrega)}$$

Volem $\frac{R_L}{R_L + R_o} \approx 1 \Rightarrow R_o \ll R_L$ $\quad \frac{R_i}{R_i + R_g} \approx 1 \Rightarrow R_g \ll R_i$

- **Amplificador ideal:** És aquell en què $R_i \to \infty$, $R_o \to 0$, $A \to \infty$

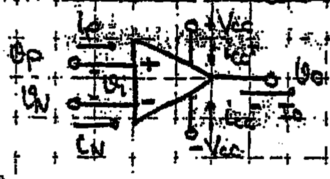


Un valor normal de A és 10^6.

- **Amplificador Operacional:** És un amplificador de tensió diferencial amb una etapa d'entrada que fa que la resistència d'entrada sigui elevada i una etapa de sortida que fa que la resistència de sortida sigui petita.

Exemple: $\mu A741$ Guany = 200.000 $R_{entrada}$ = 2 MΩ $R_{sortida}$ = 75 Ω

- **Símbol circuital:**



$+V_{cc}$ = alimentació positiva $\quad -V_{cc}$: alimentació negativa

v_p = entrada no inversora $\quad v_N$ = entrada inversora

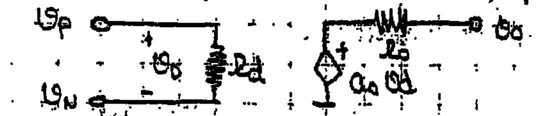
v_o = sortida

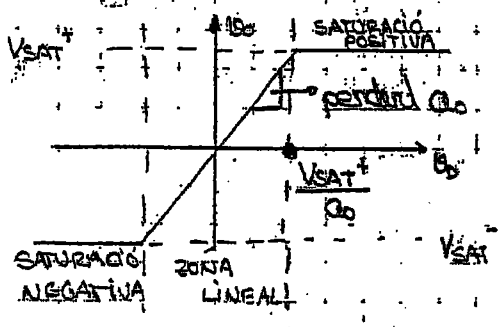
Les alimentacions solen ser simètriques, però poden no ser-ho. Les més usuals són ($\pm 15V$, $\pm 8V$, $^{+5V}_{0V}$).

Si fem KCL a l'amplificador: $\cancel{I_p}+\cancel{I_N}+I_{cc}^+ + I_{cc}^- = I_o \Rightarrow I_o \simeq I_{cc}^+ + I_{cc}^-$

La intensitat de sortida està limitada a un cert valor: $I_o < I_{o\,max}$

- Circuit equivalent de l'amplificador Operacional:





- Tensió diferencial d'entrada $\Rightarrow v_D = v_P - v_N$
- Resistència d'entrada: R_d $(10^6 - 10^{12})$
- Resistència de sortida: R_o $(10\,\Omega - 100\,\Omega)$
- Guany (en llaç obert): a_o $(10^5 - 10^7)$
- Tensió de sortida (en llaç obert): $v_o = a_o \cdot v_D = a_o \cdot (v_P - v_N)$ ja que R_o és superflua.

- $V_{SAT}^+ = V_{CC}^+ - 1V$
- $V_{SAT}^- = V_{CC}^- + 1V$

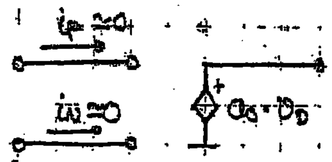
Amplificador operacional ideal:

- Resistència d'entrada $\rightarrow \infty \Rightarrow \left\{ \begin{matrix} I_P \simeq 0 \\ I_N \simeq 0 \end{matrix} \right\}$
- Resistència de sortida $\rightarrow 0$
- Guany: $a_o \rightarrow \infty \Rightarrow v_o = a_o \cdot v_D \Rightarrow v_D = \frac{v_o}{a_o} \xrightarrow[a_o \to \infty]{} 0 = v_P - v_N \Rightarrow$

  v_o valor finit ($< V_{cc}$)

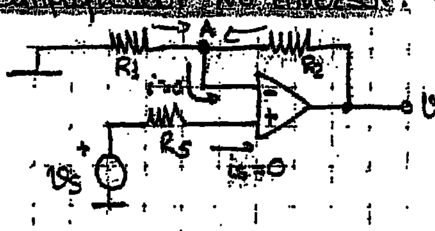
$$\Rightarrow \boxed{v_P = v_N} \text{ (curtcircuit virtual)}$$

- Circuit equivalent ideal:



- Anàlisi de circuits amb amplificadors Operacionals ideals:

- **Amplificador NO inversor:**



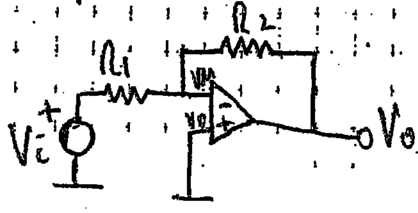
$i_S \simeq 0 \Rightarrow R_S$ superflua $\Rightarrow v_P = v_S \xRightarrow{\text{Curtcircuit virtual}} v_N = v_S$

$KCL_A: \frac{0 - v_S}{R_1} = \frac{v_S - v_O}{R_2}$ $\quad -R_2 v_S = R_1 v_S - R_1 v_O$

$R_1 v_O = (R_1 + R_2) v_S$

$$\boxed{v_O = \underbrace{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}_{\text{guany}} v_S}$$

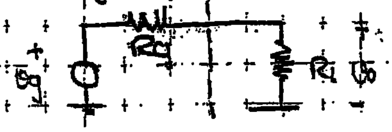
- **Amplificador inversor**



$$\left.\begin{matrix} V_P \simeq V_M \\ V_P = 0 \\ \frac{V_i - V_M}{R_1} = \frac{V_M - V_O}{R_2} \end{matrix}\right\} \frac{V_i}{R_1} = \frac{-V_O}{R_2} \qquad V_S = V_i$$

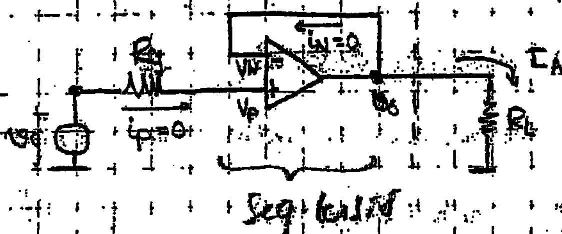
$$\boxed{V_O = -\frac{R_2}{R_1} V_i}$$

▶ Seguidor de tensió / etapa separadora:



$v_o = v_g \cdot \frac{R_L}{R_L + R_g} \Rightarrow v_o < v_g$ Efectes de càrrega.

Per minimitzar aquests efectes utilitzem un operacional:



$v_p = v_N = v_o$ (Curtcircuit virtual)

$i_p = i_N = 0 \Rightarrow R_g$ és superflua.

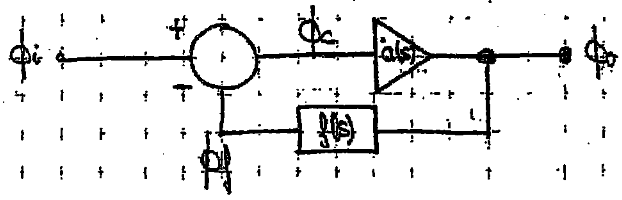
$v_o = v_g$

$\underbrace{v_o}_{\text{valor determinat}} = V_{RL} = R_L \cdot I_{AO}$ En el cas límit: $v_o = I_{AO\,màx} \cdot R_{L\,mín}$

$$R_{L\,mín} = \frac{v_o}{I_{AO\,màx}}$$

- Realimentació negativa: La realimentació consisteix en agafar una part (mostra) del senyal de sortida i comparar-la amb el senyal d'entrada.

• Representació canònica: Diagrama de blocs d'un circuit amb Amplificador Operacional realimentat (negativament). Està compost per tres elements circuitals:
▶ Amplificador
▶ Circuit de realimentació
▶ Comparador (restador)

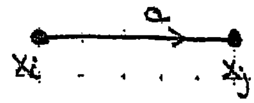


▶ variables circuitals: $\phi_o, \phi_f, \phi_c, \phi_i$ (corrents o tensions)

▶ Guany en llaç obert: $a(s)$

▶ Funció de transferència del circuit de realimentació: $f(s)$

• Diagrames de flux: Representació gràfica del conjunt d'equacions que governen el funcionament d'un sistema (circuit). Les variables (senyals) es representen mitjançant NODES (punts); les dependències (funcions de transferència) mitjançant BRANQUES (rectes) que estan dibuixades entre els dos NODES.



$\Rightarrow x_j = a \cdot x_i$ x_i, x_j : NODES

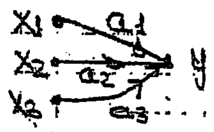
a: funció de transferència de la branca.

- Propietats dels diagrames de flux:

  ▶ Les branques són d'un sol sentit que indica el sentit del flux del senyal.

  ▶ SUMA: Qualsevol node actua com a sumador de tots els senyals que li arriben a través de les branques.

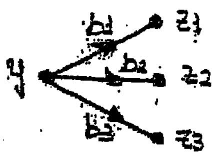
  Exemple:



$$y = a_1 x_1 + a_2 x_2 + a_3 x_3$$

  ▶ TRANSMISSIÓ: Qualsevol node repeteix el senyal propagant-lo al llarg de les branques que tenen sentit sortint del node.

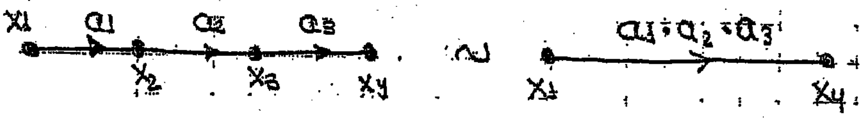
  Exemple:



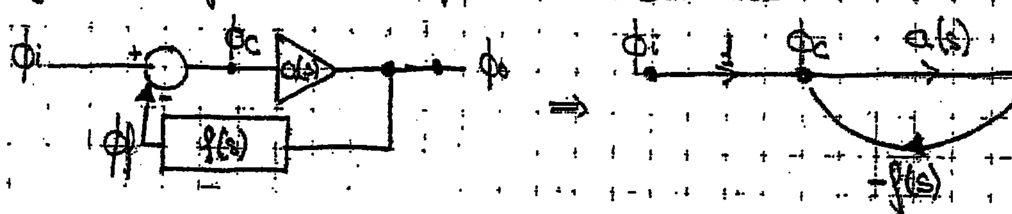
$$z_1 = b_1 y$$
$$z_2 = b_2 y$$
$$z_3 = b_3 y$$

  ▶ MULTIPLICACIÓ: Un conjunt de branques en sèrie és equivalent a una de sola amb funció de transferència igual al producte de les respectives funcions.

  Exemple:



- Diagrama de flux de la representació canònica:



$$\phi_c = \phi_i - f(s)\phi_o$$
$$\phi_o = a(s)\phi_c$$

Per tal que sigui canònic és necessari la funció de transferència 1 a l'entrada i el signe negatiu a la realimentació.

Definim:

▶ Funció de transferència / guany en llaç obert: $\boxed{a(s) = \left.\dfrac{\phi_o}{\phi_i}\right|_{\phi_f = 0}}$

NO REALIMENTACIÓ

▸ Funció de realimentació: $f(s) = \frac{\phi_f}{\phi_o}$

▸ Funció de transferència en llaç tancat: $\boxed{A(s) = \frac{\phi_o}{\phi_i}}$

$$A(s) = \frac{\phi_o}{\phi_i} = \frac{a(s)\cdot\phi_c}{\phi_i} = \frac{a(s)\cdot[\phi_i - f(s)\phi_o]}{\phi_i} = a(s) - f(s)\cdot\underbrace{\frac{\phi_o}{\phi_i}}_{A(s)}a(s)$$

$$A(s)\cdot[1+f(s)a(s)] = a(s)$$

→ Guany en llaç obert

$$\boxed{A(s) = \frac{a(s)}{1+a(s)f(s)}}$$

on $a(s)f(s) = T(s)$ → Guany de llaç.

→ [illegible] transferència.

▸ Guany de llaç: $T(s) = \frac{\phi_f}{\phi_c}$

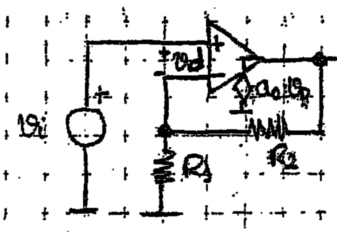
$$T(s) = \frac{\phi_f}{\phi_c} = \frac{f(s)\cdot\phi_o}{\phi_c} = \frac{f(s)\cdot a(s)\cdot\phi_c}{\phi_c} = a(s)\cdot f(s)$$

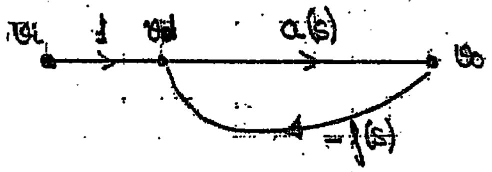
• Forma normalitzada: $T(s) = K\cdot\frac{(s-z_1)\cdot(s-z_2)\cdot\ldots\cdot(s-z_m)}{(s-p_1)\cdot(s-p_2)\cdot\ldots\cdot(s-p_n)}$

Si $K<0$ ⇒ circuit inestable

Si $K>0$ ⇒ caldrà estudiar si és estable (?)

EXEMPLE: "Amplificador no inversor"





$$v_o = a_o\cdot v_d \Rightarrow a(s) = a_o$$

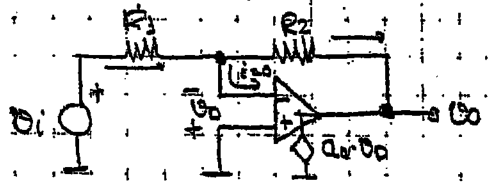
$$v_d = v_i - V_{R1} = v_i - v_o\underbrace{\frac{R_1}{R_1+R_2}}_{f(s)} \Rightarrow -f(s) = -\frac{R_1}{R_1+R_2}$$

$$A(s) = \frac{a(s)}{1+a(s)f(s)} = \frac{a_o}{1+\underbrace{a_o\frac{R_1}{R_1+R_2}}_{T(s)}} \qquad T(s) = a_o\frac{R_1}{R_1+R_2} > 0 \Rightarrow$$

⇒ Com que estem en contínua: REALIMENTACIÓ NEGATIVA ESTABLE.

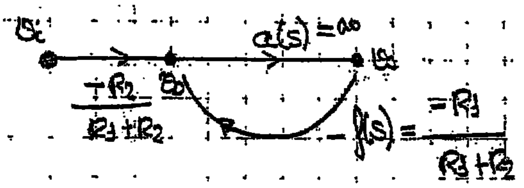
Si fos un amplificador ideal: $a_o\to\infty$ $A(s) = \frac{R_1+R_2}{R_1} = 1+\frac{R_2}{R_1}$

EXEMPLE: "Amplificador inversor"



$v_o = a_0 \cdot v_d \Rightarrow a(s) = a_0$

$KCL_{-v_d}: \dfrac{v_i - (-v_d)}{R_1} = \dfrac{-v_d - v_o}{R_2}$

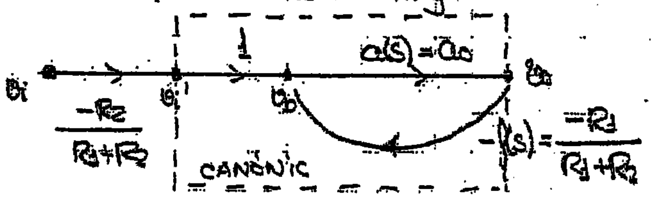


$R_2 v_i + R_2 v_d = -R_1 v_d - R_1 v_o$

$-R_1 v_o = (R_1+R_2) v_d + R_2 v_i$

$$v_d = \underbrace{\frac{-R_1}{R_1+R_2}}_{-f(s)} v_o - \frac{R_2}{R_1+R_2} v_i$$

Cal un node intermig:



$$A'(s) = \frac{v_o}{v_i'} = \frac{a(s)}{1 + a(s) f(s)} = \frac{a_0}{1 + a_0 \frac{R_1}{R_1+R_2}}$$

$T(s) > 0 \Rightarrow$ REALIMENTACIÓ NEGATIVA ESTABLE

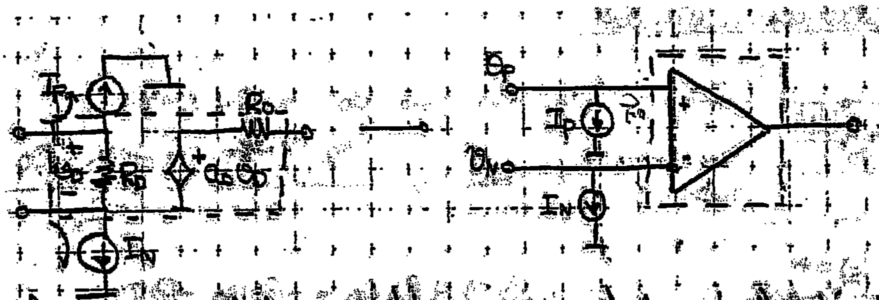
$$A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{\frac{v_i'}{-\frac{R_2}{R_1+R_2}}} = -\frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot \underbrace{\frac{v_o}{v_i'}}_{A'(s)} = \frac{-R_2}{R_1+R_2} \cdot \frac{a_0}{1 + a_0 \frac{R_1}{R_1+R_2}}$$

Quan $a_0 \to \infty$

$$A(s) = \frac{-R_2}{R_1+R_2} \cdot \frac{1}{\frac{R_1}{R_1+R_2}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

- LIMITACIONS DELS AMPLIFICADORS OPERACIONALS

- Introducció: Si augmentem el guany o bé el marge de freqüència provoquem una degradació del funcionament de l'Amplificador Operacional. Per tant, caldrà utilitzar models més complicats. Els efectes de primer ordre són:
  - Resistència entrada/sortida: r_D / r_o
  - Guany en llaç obert: a_0
  - Saturació
- Corrents de polarització: Són els corrents a les entrades inversora (i_N) i no inversora (i_P) de l'amplificador operacional, necessaris per polaritzar els transistors del parell diferencial en la regió activa directa. Introduint el consum dels transistors, es modelen i_N i i_P amb dues fonts de corrent a les entrades de l'amplificador Operacional.



$I_{of} = I_P - I_N$

Es fa un canvi de variables: corrent de polarització [redacted]

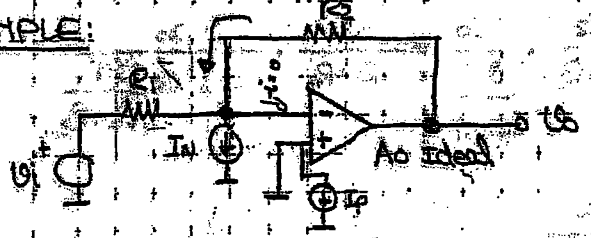
corrent d'offset $I_{os} = |I_P - I_N|$

Si $I_P > I_N$: $I_B = \frac{I_P + I_N}{2}$, $\frac{I_{os}}{2} = \frac{I_P - I_N}{2}$; $I_P = I_B + \frac{I_{os}}{2}$, $I_N = I_B - \frac{I_{os}}{2}$

Si $I_P < I_N$: [redacted] $= I_B - \frac{I_{os}}{2}$, [redacted] $= I_B + \frac{I_{os}}{2}$

Alhora de resoldre exercicis cal comprovar les dues solucions.

EXEMPLE:



Entrada de ϕ

Superposició: $v_o(i_N, i_P)$

Curtcircuitem v_i: $v_+ = 0$, $v_+ = 0V$

$\Rightarrow$ Per curtcircuit virtual $v_- = 0V \Rightarrow$

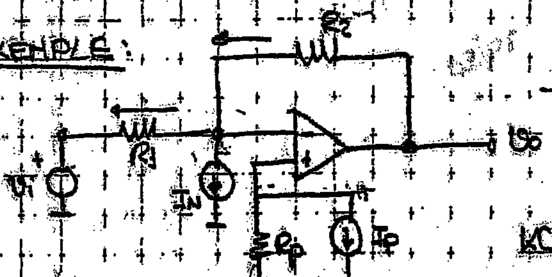
$\Rightarrow R_1$ superflua.

KCL v_N: $\frac{v_o - 0}{R_2} = I_N$ $\quad v_o = R_2 \cdot I_N$

En un Amplificador Operacional BJT: $I_N, I_P \simeq nA$, $R_2 \simeq K\Omega$ $\quad 10^4 \cdot 10^{-8} = 10^{-4} V$

Per reduir aquest error, considerem que la tensió a $v^+ \neq 0$, col·locant una resistència R_P.

EXEMPLE:



sense error! [redacted]

$\rightarrow$ Cal aconseguir $\boxed{v_o(I_N, I_P) = 0} \Rightarrow \boxed{V_I = 0}$

$v_P = -R_P \cdot I_P = V_N \ldots V_P$

KCL v_N: $\frac{v_o - (-R_P I_P)}{R_2} = \frac{-R_P I_P}{R_1} + I_N$

$v_o + R_P I_P = \frac{-R_2 R_P I_P}{R_1} + R_2 I_N$

$v_o = -\left(R_P + \frac{R_2 R_P}{R_1}\right) I_P + R_2 I_N = 0$

$I_P \cdot R_P \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = R_2 \cdot I_N$

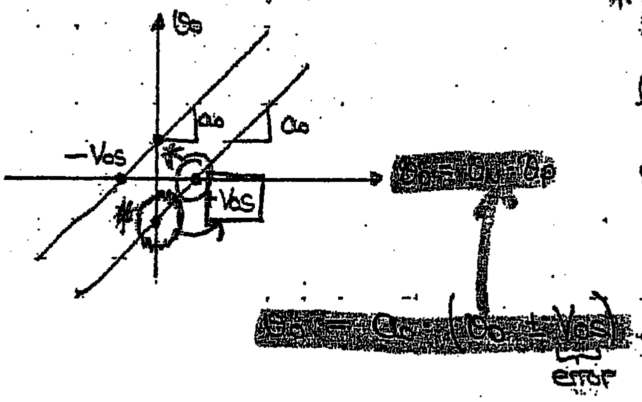
Hola

$$R_p = \frac{R_2}{\frac{R_1+R_2}{R_1}} \cdot \frac{I_N}{I_P} = \frac{R_1R_2}{\underbrace{R_1+R_2}_{R_1 /\!/ R_2}} \cdot \frac{I_N}{I_P} \qquad I_N \approx I_P \quad I_{os} << I_B$$

$$R_p = R_1/\!/R_2 \cdot \underbrace{\frac{I_N}{I_P}}_{\approx 1} = R_1/\!/R_2$$

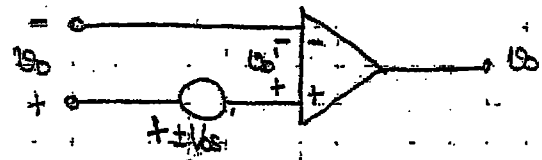
$I_N \approx I_P$ equival a dir que $I_{os} \approx 0 << I_B$. Amb aquesta aproximació: $v_o = \pm I_{os} \cdot R_2$.

- Tensió d'Offset (d'entrada): Els transistors de l'amplificador diferencial a l'entrada són lleugerament diferents ⇒ quan $v_N = v_P$ la sortida $v_o \neq 0$ ($v_D = v_N - v_P = 0$)



* Tensió Offset: Tensió que s'ha d'aplicar a l'entrada de l'Amplificador Operacional per aconseguir forçar la tensió de sortida $v_o = 0$ quan $v_D = 0$. (V_{os})

Per corregir aquest error, cal connectar una font de tensió $v_f = \pm V_{os}$ a l'entrada no inversora v_P del model de l'Amplificador Operacional:



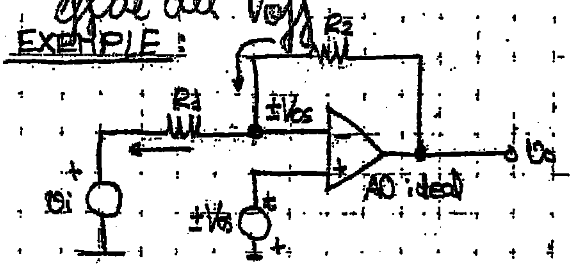
$v_o = a_o \cdot v_D'$

KVL: $-v_D + v_D' - \pm V_{os} = 0 \Rightarrow v_D' = v_D \pm V_{os}$

$v_o = a_o \cdot (v_D \pm V_{os})$

efecte del Voff

EXEMPLE:



$v_o(\pm V_{os})$? Superposició: $v_i = 0$

KCL$_{V_N}$: $\frac{v_o - (\pm V_{os})}{R_2} = \frac{(\pm V_{os}) - 0}{R_1}$

$R_1 v_o - R_1(\pm V_{os}) = R_2(\pm V_{os})$

error → $v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(\pm V_{os})$ error

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_i \pm \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{off} \quad \text{total}$$

- Relació de Rebuig en Mode Comú: (Common Mode Rejection Ratio: CMRR)

En els Amplificadors Operacionals reals, la tensió de sortida depèn de la tensió d'entrada diferencial ($v_D = v_P - v_N$) i de la tensió d'entrada en mode comú ($V_{MC} = \frac{v_P + v_N}{2}$). Expressió general de la tensió de sortida:

[redacted] $\left\{ \begin{array}{l} a_P \rightarrow \text{guany a l'entrada no inversora} \\ a_n \rightarrow \text{guany a l'entrada inversora} \end{array} \right.$

Canvi de variables: [redacted]

$$v_o = a_p \cdot \left(v_{MC} + \frac{v_D}{2}\right) + a_n \cdot \left(v_{MC} - \frac{v_D}{2}\right) = v_{MC} \cdot \underbrace{(a_p + a_n)}_{a_{MC} = \text{guany en mode comú}} + v_D \cdot \underbrace{\left(\frac{a_p - a_n}{2}\right)}_{a_D = \text{guany diferencial}} =$$

$\frac{a_p - a_n}{2}$

$$= v_D \cdot a_d + \underbrace{v_{MC} \cdot a_{MC}}_{\text{error a la sortida}}$$

Volem que: $a_{MC} \rightarrow 0$, $a_p \simeq -a_n$ guany diferencial

[redacted] error a l'entrada [redacted]

guany mode a_p

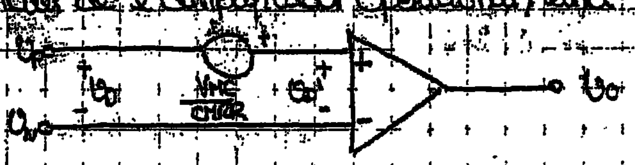
CMRR: Rebuig que l'Amplificador Operacional presenta a la tensió en mode comú a l'entrada de l'Amplificador Operacional.

$$\left[\text{En el cas ideal: } \left. \begin{array}{l} a_d = a_p = -a_n \\ a_{MC} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow CMRR \rightarrow \infty \right] \; !$$

Valor habitual del CMRR: 10^5 $CMRR_{dB} = 20 \log \left| \frac{a_D}{a_{MC}} \right|$

Per considerar l'efecte del CMRR es connecta en sèrie a l'entrada no inversora (del model de l'amplificador Operacional) una font de tensió

$\left(v_F = \frac{v_{MC}}{CMRR}\right)$



KVL: $v_D' = v_D + \frac{V_{MC}}{CMRR}$ $v_o = a_D \cdot v_D' = a_D \cdot \left(v_D + \frac{V_{MC}}{CMRR}\right)$

– Relació de Rebuig a l'alimentació: (Power Supply Rejection Ratio; PSRR)

Quan hi ha una variació en l'alimentació, el punt de treball dels transistors varia $\Rightarrow \Delta V_{os}$ $\boxed{PSRR = \frac{\Delta V_{os}}{\Delta V_{cc}}}$ (Volem que $PSRR \rightarrow 0$)

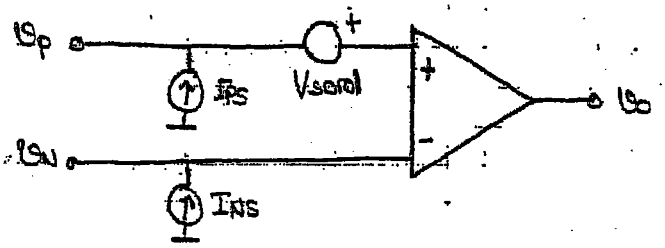
– Soroll (en semiconductors): Són senyals aleatoris (corrents i tensions) deguts als mecanismes de conducció del corrent en dispositius semiconductors:

▸ Tèrmic.

▸ Barreres de potencial: soroll shot

▸ Defectes del semiconductor: FLICKER

Es caracteritza el soroll en l'Amplificador Operacional incloent en el model dos generadors de corrent i un de tensió a l'entrada v^+:



i_N, i_P i v_N: varien en magnitud i sentit.

– Balanç dels errors: Quan sumem errors a la vegada diferents:

▸ Opció pessimista, pitjor cas: $v_{o,error} = \sum_i |v_{oi,error}|$ errors de signe aleatori

▸ Error quadràtic mig: $v_{o,error} = \sqrt{\sum_i v_{oi,error}^2}$ → Cal superposició.

UNITAT 2. RESPOSTA FREQÜENCIAL I ESTABILITAT

2.1 • Introducció:

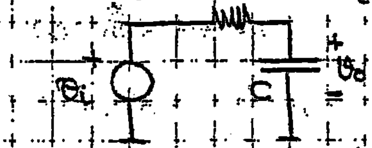
▸ Funció de transferència: Funció d'un circuit (sistema) que relaciona el senyal de sortida amb el d'entrada obtinguda a partir de l'anàlisi de circuits en el domini de Laplace.

$$\phi_i \longrightarrow \boxed{H(s)} \longrightarrow \phi_o$$

$$H(s) = \frac{\phi_o}{\phi_i} = H_o \cdot \frac{(s-z_1)\cdot(s-z_2)\cdot\ldots\cdot(s-z_m)}{(s-p_1)\cdot(s-p_2)\cdot\ldots\cdot(s-p_n)}$$

En el domini freqüencial: $H(j\omega) = |H(j\omega)| \cdot e^{\angle H(j\omega)}$

Exemple: (Pasa baixes (1) i desfasador (2))



$$Z_c = \frac{1}{Cs} \qquad v_o = v_i \cdot \frac{\frac{1}{Cs}}{R + \frac{1}{Cs}}$$

$$H(s) = \frac{1}{RCs + 1} = \frac{\frac{1}{RC}}{s + 1/RC}$$

Resposta freqüencial:

- Mòdul: $|H(j\omega)| = \sqrt{Re(H)^2 + Im(H)^2}$

$$\boxed{\begin{aligned} |H| &= |H_1 \cdot H_2| = |H_1| \cdot |H_2| \\ |H| &= \left|\frac{H_1}{H_2}\right| = \frac{|H_1|}{|H_2|} \end{aligned}}$$

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

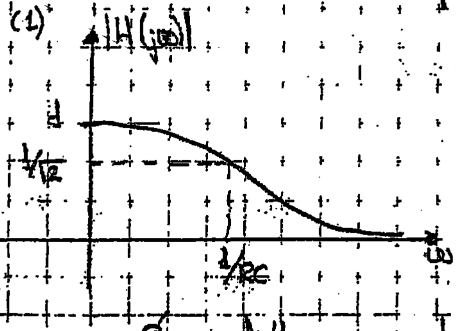
- fase:

$$\measuredangle H = \begin{cases} \arctan \frac{Im(H)}{Re(H)} & \text{si } Re(H) > 0 \\ \arctan \frac{Im(H)}{Re(H)} + 180^\circ & \text{si } Re(H) < 0 \end{cases}$$

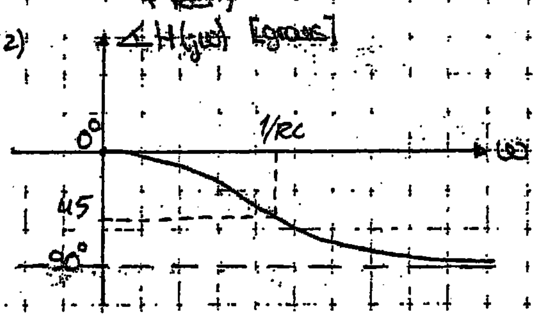
$$\boxed{\begin{aligned} \measuredangle H &= \measuredangle (H_1 \cdot H_2) = \measuredangle H_1 + \measuredangle H_2 \\ \measuredangle H &= \measuredangle \left(\frac{H_1}{H_2}\right) = \measuredangle H_1 - \measuredangle H_2 \end{aligned}}$$

$$\measuredangle H(j\omega) = \arctan\left(\frac{0}{\frac{1}{RC}}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{\frac{1}{RC}}\right) = -\arctan(\omega RC)$$

(1)



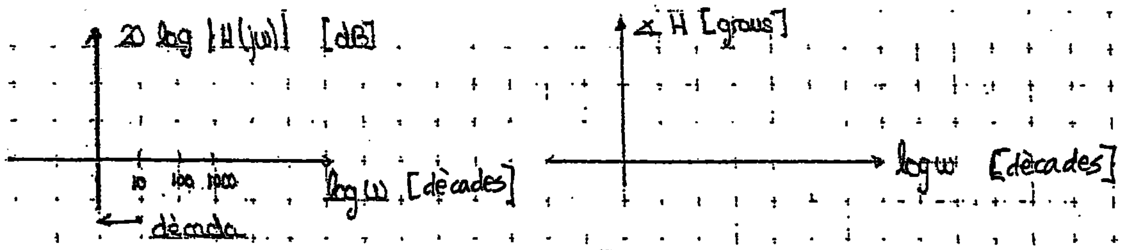
(2)



És un filtre passa-baix.

- DIAGRAMES DE BODE

Són una representació gràfica del mòdul i la fase, de la funció de transferència, en funció de la freqüència en escala logarítmica.



a l'esquerda només cal + ni − a $\omega = 0$

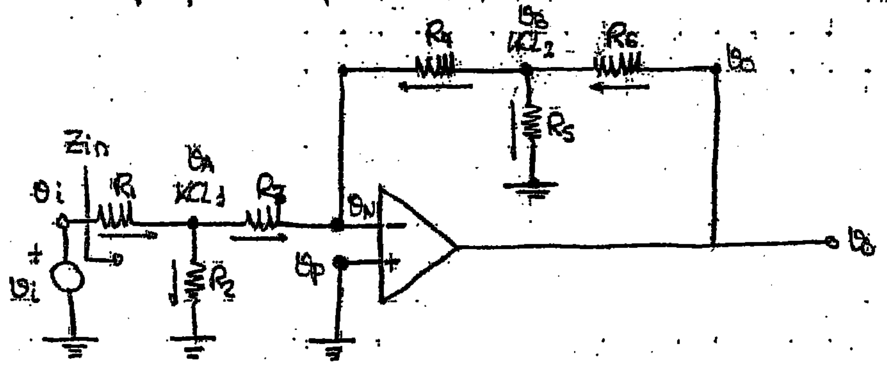
▸ Representació general: $H(s) = H_0 \cdot \dfrac{\prod^{m} (s+z_i)}{\prod^{n} (s+p_j)} \Rightarrow H(j\omega) = \underbrace{H_0 \cdot \dfrac{\prod^{m} z_i}{\prod^{n} p_j}}_{\text{constant } K} \cdot \dfrac{\prod^{m}\left(1+\frac{j\omega}{z_i}\right)}{\prod^{n}\left(1+\frac{j\omega}{p_j}\right)}$

→ mòdul: $20\log|H(j\omega)| = 20\log|K| + \sum^{m} 20\log\left(1+\frac{j\omega}{z_i}\right) - \sum^{n} 20\log\left(1+\frac{j\omega}{p_j}\right)$

→ fase: $\measuredangle H(j\omega) = \measuredangle K + \sum^{m} \measuredangle\left(1+\frac{j\omega}{z_i}\right) - \sum^{n} \measuredangle\left(1+\frac{j\omega}{p_j}\right)$

BODE consisteix a sumar i restar les contribucions de tots els pols i zeros.

PROBLEMA 1 [1]. En el circuit presentat a la figura següent, suposant que l'amplificador operacional és ideal, es demana calcular:



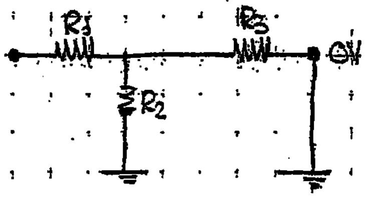
$R_1 = R_3 = R_4 = R_6 = 10K\Omega$

$R_2 = R_5 = 1K\Omega$

(a) Impedància d'entrada Zin del circuit.

L'operacional és ideal $\Rightarrow v_P = v_N \Rightarrow v_N = 0V$, $i_P = i_N = 0A$

Per tant:



$Z_{in} = R_1 + (R_2 /\!/ R_3)$

$Z_{in} = R_1 + \dfrac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} = 10K\Omega + \dfrac{1K \cdot 10K}{11K}$

$Z_{in} = \boxed{10{,}91}\ K\Omega$

(b) Guany de tensió: $G = \dfrac{v_o}{v_i}$

KCL_1: $\dfrac{v_i - v_A}{R_1} = \dfrac{v_A}{R_2} + \dfrac{v_A}{R_3} \Rightarrow \dfrac{v_i - v_A}{R_1} = \dfrac{(R_2+R_3)\,v_A}{R_2 R_3}$

$\dfrac{v_i}{R_1} = v_A \cdot \left(\dfrac{R_2+R_3}{R_2 R_3} + \dfrac{1}{R_1}\right) \rightarrow v_i = \dfrac{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_2 R_3}\, v_A$

$v_i = 12000\, v_a \Rightarrow v_a = \frac{1}{12000} v_i$

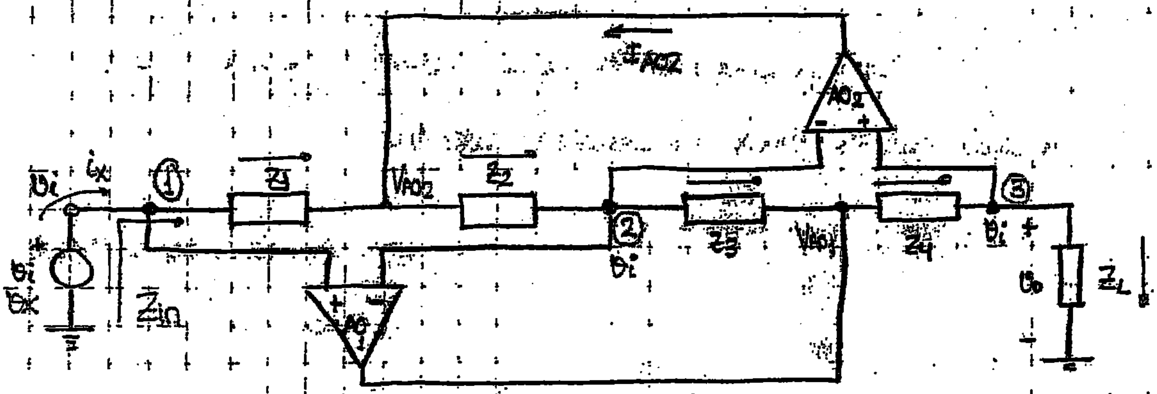
KCL_2: $\frac{v_o - v_B}{R_6} = \frac{v_B}{R_5} + \frac{v_B}{R_4} \Rightarrow v_o = \frac{R_6R_5 + R_6R_4 + R_5R_4}{R_5R_4} \cdot v_B$

$v_o = 12000\, v_B$

KCL_{v_N}: $\frac{v_A}{R_3} + \frac{v_B}{R_4} = 0 \Rightarrow v_B = \frac{-R_4}{R_3} v_A = -v_A$

$v_o = -12000\, v_A = -v_i \qquad G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-v_i}{v_i} = -1$

PROBLEMA 3 [2]. Considerant els amplificadors operacionals ideals, calculeu les magnituds següents en el circuit de la figura:



(a) Tensió ~~de sortida~~ v_o.

Com que els amplificadors operacionals són ideals: Si apliquem curtcircuits virtuals: $v_i = V_{AO1+} = V_{AO1-} = V(2) = V_{AO2-} = V_{AO2+} = v_o \Rightarrow v_o = v_i$

(b) Impedància d'entrada Z_{in} si es complex que $Z_1 = Z_3 = Z_4 = Z_L = R$ i $Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$

$Z_{in} = \frac{v_x}{i_x}$ No s'han de fer KCL's a les sortides dels operacionals.

KCL_1: $i_x = \frac{v_x - V_{AO2}}{Z_1}$

KCL_2: $\frac{V_{AO2} + v_x}{Z_2} = \frac{v_x - V_{AO1}}{Z_3}$

KCL_3: $\frac{V_{AO1} - v_x}{Z_4} = \frac{v_x}{Z_L} \Rightarrow V_{AO1} = \frac{v_x}{Z_L} Z_4 + v_x = v_x \left(\frac{Z_4 + Z_L}{Z_L}\right)$

$V_{AO1} = 2v_x$

$$\frac{V_{AO2} - v_x}{Z_2} = \frac{v_x - 2v_x}{Z_3} \Rightarrow V_{AO2} = \frac{Z_2}{Z_3}\left(v_x - 2v_x\right) + v_x$$

$$V_{AO2} = \frac{Z_2 v_x - 2Z_2 v_x + Z_3 v_x}{Z_3}$$

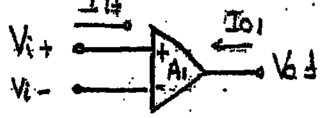
$$V_{AO2} = v_x \cdot \frac{Z_2 - 2Z_2 + R}{Z_3}$$

$$i_x = \frac{v_x - v_x \cdot \frac{Z_2 - 2Z_2 + R}{R}}{R} = v_x \cdot \left(\frac{1 - \frac{Z_2 - 2Z_2 + R}{R}}{R}\right) =$$

$$= v_x \cdot \frac{-Z_2 + 2Z_2}{R^2} = v_x \cdot \frac{\frac{-1}{j\omega C} + \frac{2}{j\omega C}}{R^2} = v_x \cdot \frac{1}{jR^2C\omega}$$

$Z_{in} = \frac{v_x}{i_x} = R^2 C j\omega$ Es comporta com una bobina amb $L_{eq} = R^2C$!

PROBLEMA 4 [2]. Per construir un amplificador operacional (AO) s'utilitzen tres etapes amplificadores connectades en cascada. Les característiques d'aquestes tres etapes amplificadores quan es troben aïllades són les següents:



A1. Etapa diferencial: $R_{iD} = 2\,M\Omega$ (resistència d'entrada diferencial)

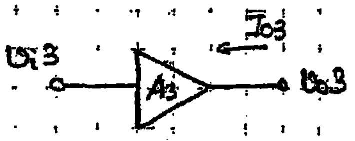
$R_{o1} = 4\,M\Omega$ (resistència de sortida)

$G_1 = \frac{I_{o1}}{v_{id}} = 0.2\ mA/V$ (transconductància)

Valor màx i mín de sortida del A.O. { $\Delta V_{o1\,màx} = \pm 1\,V$ (marge dinàmic de sortida)

A2. Etapa intermitja: $R_{i2} = 1.9\,M\Omega$ $R_{o2} = 100\,k\Omega$

$A_{vo2} = \frac{v_{o2}}{v_{i2}} = -2000$ $\Delta V_{o2\,màx} = \pm 10\,V$



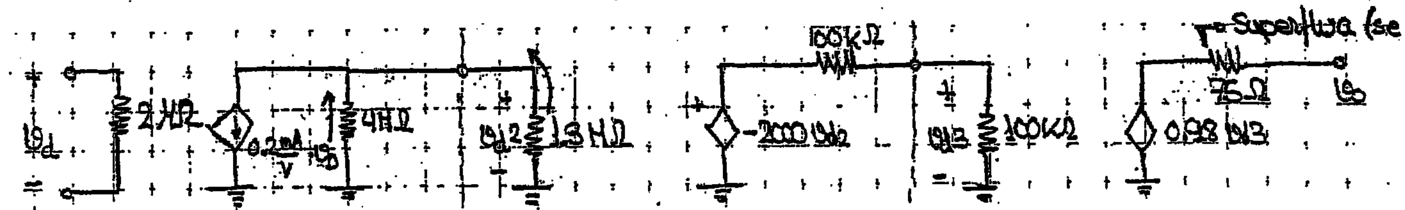
A3. Etapa de sortida: $R_{i3} = 100\,k\Omega$ $R_{o3} = 75\,\Omega$

$A_{vo3} = \frac{v_{o3}}{v_{i3}} = 0.98$ $\Delta V_{o3\,màx} = \pm 13.5\,V$

(a) Considerant l'efecte de càrrega de cada etapa sobre l'anterior, determinar el valor del guany diferencial Ad de l'amplificador resultant: $A_d = \frac{v_{o3}}{v_{id}} = \frac{v_{o3}}{v_{i+} - v_{i-}}$

Connectem els tres amplificadors en sèrie:

NOTE BOOK



$$A_d = \frac{v_o}{v_d} \quad v_o = 0.98\,v_{o3} \quad v_{d3} = -2000\,v_{d2}\cdot\frac{100k\Omega}{100k\Omega+100k\Omega} = -1000\,v_{o2}$$

$$v_{d2} = -(1.3k\Omega\,//\,4k\Omega)\cdot 0.2\frac{mA}{V}\cdot v_d = -0.98\,k\Omega\cdot 0.2\frac{mA}{V}\cdot v_d$$

$$v_{d2} = -196\,v_d$$

$$v_o = 0.98\cdot(-1000\,v_{d2}) = 0.98\cdot(-1000)\cdot(-1.96)\,v_d = 192\,802\,v_d$$

$$A_d = \frac{192802\,v_d}{v_d} = 192\,802$$

(b) Quina és la màxima amplitud de la tensió diferencial d'entrada perquè no es saturi cap de les tres etapes? (No superi margos dinàmics)

$|v_{o1max}| = 1V \quad |V_{o2\,màx}| = 10V \quad |V_{o3\,màx}| = 13.5V \quad v_o = v_{o3}$

$v_{o3} \rightarrow 13.5V = 192802\cdot v_{d\,màx} \Rightarrow v_{d\,màx} = 70.2\,\mu V$

$v_{o2} \rightarrow 10V = 1000\cdot 196\cdot v_{d\,màx} \Rightarrow v_{d\,màx} = 51\,\mu V$

$v_{o1} \rightarrow 1V = 196\,v_{d\,màx} \Rightarrow v_{d\,màx} = 5.1\,mV$

El més limitador és $v_{d\,màx} = 51\,\mu V$

(c) Si el guany en mode comú de la primera etapa és $A_{Mc1} = 2\cdot 10^{-5}$, donar el CMRR del AO (primera etapa)

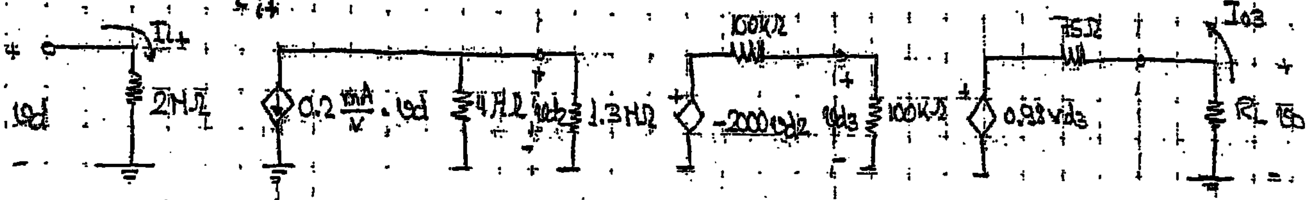
$$CMRR = 20\log\left|\frac{A_d}{A_{Mc}}\right|$$

$$v_o = -4k\Omega\cdot 0.2\frac{mA}{V}\cdot v_d \Rightarrow A_d = \frac{v_o}{v_d} = -4k\Omega\cdot 0.2\frac{mA}{V} = -800$$

$$CMRR = 20\log\left|\frac{-800}{2\cdot 10^{-5}}\right| = 112\,dB$$

(d) Connectant l'entrada v_{i-} a massa i una resistència de càrrega $R_L = 1\,k\Omega$ a la sortida, calcular el guany de corrent A_i de l'amplificador resultant.

$A_i = \frac{i_{o3}}{i_{i+}}$ $\quad v_{i-} = 0V \quad , R_L = 1\,k\Omega$



$v_o = A_d \cdot v_d \qquad v_o = -R_L \cdot I_{o3} = -1k\Omega \cdot I_{o3} = 192302 \cdot (2M\Omega \cdot I_{i+})$

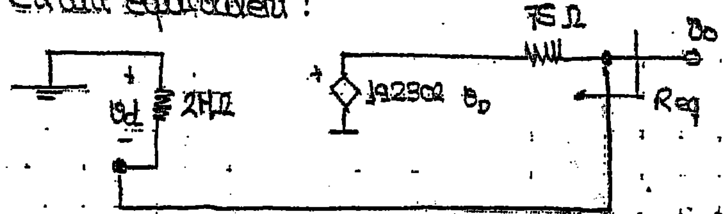
$v_d = 2M\Omega \cdot I_{i+} \qquad \frac{I_{o3}}{I_{i+}} = \frac{-192302 \cdot 2 \cdot 10^6}{1 \cdot 10^3} = -3.85 \cdot 10^8$

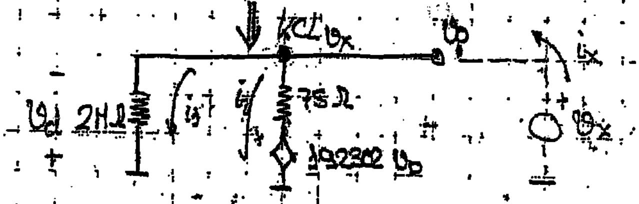
(e) Calcular la resistència de sortida si es connecta l'amplificador operacional en configuració de seguidor de tensió, o sigui, amb la sortida connectada a l'entrada inversora, $v_{i+} = 0V$.

Hem de calcular la resistència equivalent a la sortida; connectant v_o a v_{i-} (seguidor de tensió) : $v_o = v_{i-}$; $v_{i+} = 0V$.

$R_{entrada} = 2M\Omega$

Circuit equivalent :





$R_{eq} = \frac{v_x}{i_x}$

KCL v_x : $v_x = -v_d$

$-v_d = 2 \cdot 10^6 i_1 \qquad i_x = i_1 + i_2 \Rightarrow i_2 = i_x - i_1 \qquad i_1 = \frac{v_x}{2 \cdot 10^6}$

$-v_d = 192302\, v_d + 75\, i_2$

$v_x = -192302\, v_x + 75 \cdot \left(i_x - \frac{v_x}{2 \cdot 10^6}\right)$

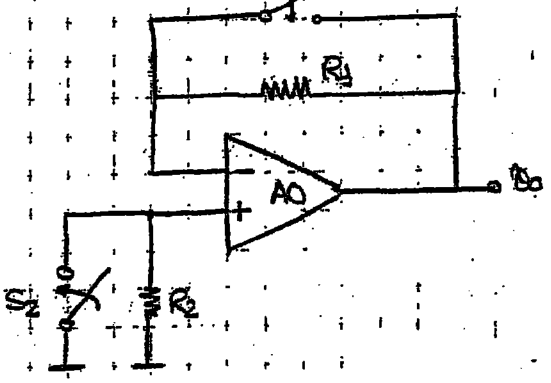
$192303\, v_x + \frac{75}{2 \cdot 10^6} v_x = 75\, i_x \qquad \left(\frac{v_x}{i_x}\right)^{-1} = \frac{192303 + \frac{75}{2\cdot 10^6}}{75}$

$R_{eq} = \frac{v_x}{i_x} = 4 \cdot 10^{-4}\,\Omega$

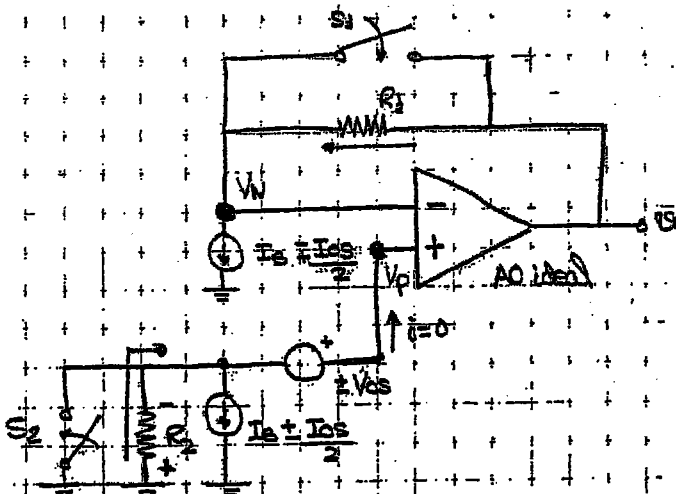
PROBLEMA 5 [3]. Es desitja mesurar els valors de la tensió d'offset i els corrents de polarització i offset d'un amplificador operacional concret. Per això s'utilitza el circuit presentat a la figura. Tenint en compte que depenent de la situació dels interruptors S_1 i S_2 la tensió de sortida de l'operacional varia de la forma:

- Si S_1 i S_2 OFF, la tensió de sortida és de $v_o = -19\,mV$
- Si S_1 OFF i S_2 ON la tensió de sortida és de $v_o = 71\,mV$
- Si S_1 ON i S_2 OFF la tensió de sortida és de $v_o = -89\,mV$

$R_1 = R_2 = 1\,M\Omega$



(a) Calcular el valor de la tensió d'offset (V_{os}), el corrent de polarització (I_B) i el corrent de offset (I_{os}) de l'amplificador operacional.



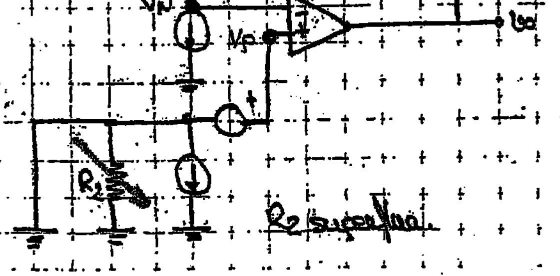
Si S_1 OFF, S_2 OFF:

$$\left\{\begin{array}{l} v_P = \pm V_{os} - R_2\left(I_B \pm \frac{I_{os}}{2}\right) = v_N \\ KCL\ v_N:\ \frac{v_o - v_N}{R_1} = I_B \mp \frac{I_{os}}{2} \end{array}\right\}$$

$$-19mV + (\mp V_{os}) + 1\cdot 10^6\left(I_B \pm \frac{I_{os}}{2}\right) = 1\cdot 10^6\left(I_B \mp \ldots\right.$$

$$-19mV + (\mp V_{os}) = -1\cdot 10^6 (\pm I_{os})$$

$$(\pm V_{os}) = -19mV + 1\cdot 10^6 (\pm I_{os})$$

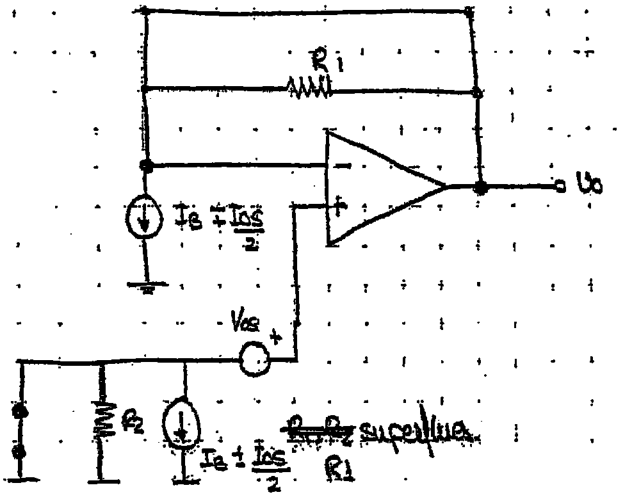


Si S_1 OFF, S_2 ON:

$$\left\{ v_P = \pm V_{os} = v_N \quad \frac{v_o - v_N}{R_1} = I_B \mp \frac{I_{os}}{2} \right\}$$

$$71mV - (\pm V_{os}) = 1\cdot 10^6 \left(I_B \mp \frac{I_{os}}{2}\right)$$

$$\pm V_{os} = 71mV - 1\cdot 10^6 I_B + \frac{1\cdot 10^6}{2}(\pm I_{os})$$



Si S_1 ON i S_2 OFF

$$\begin{cases} v_P = \pm V_{os} - R_2\left(I_B \pm \frac{I_{os}}{2}\right) = v_N \\ KCL\ v_N \Rightarrow v_o = v_N \end{cases}$$

$$-89\,mV = \pm V_{os} - 1\cdot10^6 I_B - \frac{1\cdot10^6}{2}(\pm I_{os})$$

$$\pm V_{os} = +1\cdot10^6 I_B + \frac{1\cdot10^6}{2}(\pm I_{os}) - 89\,mV$$

$$-19\,mV + 1\cdot10^6(\pm I_{os}) = 71\,mV - 1\cdot10^6 I_B + \frac{1\cdot10^6}{2}(\pm I_{os})$$

$$1\cdot10^6 I_B = 90\,mV - \frac{1\cdot10^6}{2}(\pm I_{os})$$

$$-19\,mV + 1\cdot10^6(\pm I_{os}) = 90\,mV - \frac{1\cdot10^6}{2}(\pm I_{os}) + \frac{1\cdot10^6}{2}(\pm I_{os}) - 89\,mV$$

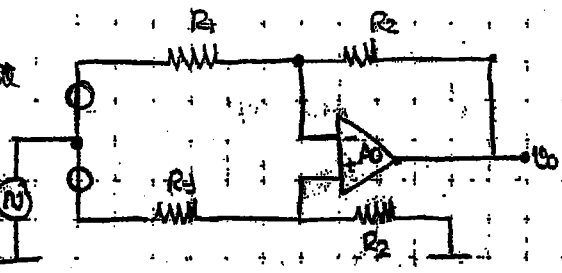
$$\pm I_{os} = \frac{20\cdot10^{-3}\,V}{1\cdot10^6\,\Omega} = 2\cdot10^{-8}\,A = \underline{20\,nA}$$

$$I_B = \frac{90\,mV - \frac{1\cdot10^6}{2}\cdot(20\,nA)}{1\cdot10^6\,\Omega} = 8\cdot10^{-8}\,A = \underline{80\,nA}$$

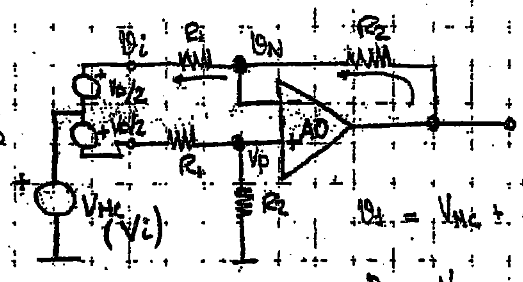
$$(\pm V_{os}) = -19\,mV + 1\cdot10^6\cdot 20\,nA = \underline{1\,mV}$$

(b) Calcular el valor del CMRR considerant que amb una tensió d'una freqüència de 5Hz i una amplitud de 10V aplicada a l'entrada, en la sortida del circuit es medeix una amplitud d'1V.

Curtcircuitem la diferencial



$\Rightarrow$



$v_1 = V_{MC} + \frac{v_d}{2}$

$v_2 = V_{MC} - \frac{v_d}{2}$

$f = 5\,Hz \quad A = 10\,V \quad v_o\ (\text{degut al CMRR}) = 1\,V$

Es fa per trobar el CMRR del AO.

→ És un amplificador diferencial: $v_d = v_1 - v_2$, $V_{MC} = \frac{v_1 + v_2}{2}$

Curtcircuitant les fonts diferencials:

$$v_P = V_{R2} = V_{MC}\cdot\frac{R_2}{R_1+R_2} = \text{Curtcircuit virtual} = v_N$$

$$KCL\ v_N:\quad \frac{v_o - v_N}{R_2} = \frac{v_N - V_{MC}}{R_1}$$

$$R_1 v_o - R_1 v_N = R_2 v_N - R_2 V_{MC}$$

$$R_1 v_o = (R_1+R_2)\cdot\frac{R_2}{R_1+R_2} V_{MC} = -R_2 V_{MC}$$

$$v_o = \underbrace{\frac{R_2}{R_1}}_{Ad}\cdot(V_{MC}-V_{MC}) = 0\,V$$ ok, hem curtircuitat Vd!!

$V_{MC,AO} = V_p = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_1 = \dots \approx V_1$

$V_p = V_n$ (CCV)

$$v_o = Ad\cdot\left(v_d + \frac{V_{MC,AO}}{CMRR}\right) \Rightarrow v_{o\,CMRR} = Ad\cdot\frac{V_{MC}}{CMRR}$$

$$CMRR = \frac{Ad\cdot V_{MC,AO}}{v_{o\,CMRR}} = \frac{\frac{R_2}{R_1}\cdot 10V}{1V} = \frac{\frac{100k\Omega}{100\Omega}\cdot 10V}{1V} = 10^4$$

$$CMRR_{dB} = 20\log 10^4 = \underline{80\,dB}$$

~~PROBLEMA 6 [4].~~ Es disposa d'un amplificador operacional amb un guany en llaç obert de $a_{AO} = 50000$, NO CCV una tensió d'offset de $V_{os} = 1mV$ i un CMRR de 100 dB. Amb aquest amplificador operacional es construeix un amplificador no inversor com el de la figura:

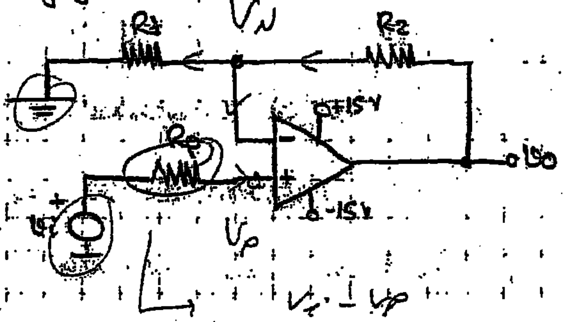
$V_o\frac{R_2}{R_1+R_2} = V_N$

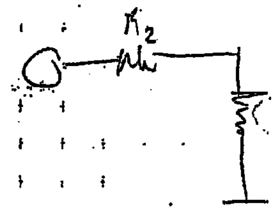
$V_N = V_p$

$v_i = 100\,mV$

$R_1 = 20\,k\Omega$

$R_2 = 1\,M\Omega$





Es demana:

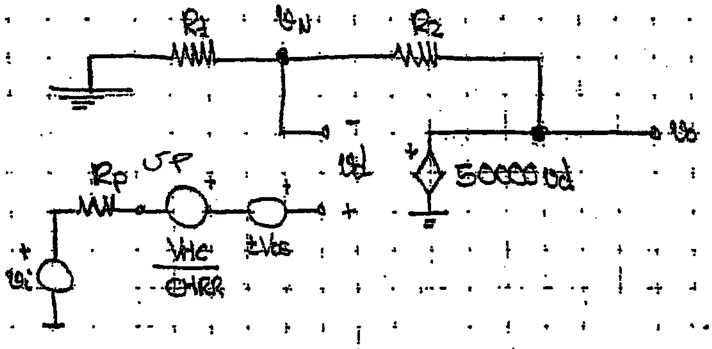
(a) Explicar l'utilitat de Rp i calcular el seu valor. (veure exemple).

Rp serveix per compensar / anul·lar els corrents de polarització I_B. El seu valor és el paral·lel de R_1 i R_2.

De teoria: $R_p = R_1 /\!/ R_2 = \frac{R_1\cdot R_2}{R_1+R_2} = \frac{20k\Omega\cdot 1M\Omega}{1M\Omega + 20k\Omega} = 19.6\,k\Omega \simeq 20k\Omega$

(b) Calcular el valor de v_o considerant el comportament no ideal del Amplificador Operacional.

$v_{o\,màx\,error}$?



Suposem Rd infinita doncs no ens la donen.

considera C.V. !!!

Cal trobar $V_{HC} = \dfrac{v_p + v_N}{2}$ Per curtcircuit virtual: $v_p = v_i = V_{HC}$

Rp és supèrflua, ja que no hi circula corrent.

$v_d = v_p - v_N$ $v_p = v_i + v_i \cdot 10^{-5} + 1 \cdot 10^{-3}$

KCL v_N: $\dfrac{v_o - v_N}{R_2} = \dfrac{v_N}{R_1} \Rightarrow v_o = \dfrac{R_2 + R_1}{R_1} v_N = 51\, v_N$

I com que $\boxed{v_o = 50000 \cdot v_d} = 50000 \cdot \left[\dfrac{100001}{100000} v_i + 1\,mV - v_N \right]$

$\frac{V_{HC}}{CMRR}$ V_{os}

error relatiu de guany = $\dfrac{\text{guany real} - \text{guany ideal}}{\text{guany ideal}} \cdot 100$

$51\, v_N = 50000.5\, v_i + 50 - 50000\, v_N$

$v_N = \dfrac{50000.5\, v_i + 50}{50051} = 0.9989\, v_i + 0.9989 \cdot 10^{-3}$

$v_o = 51 \cdot \left(0.9989\, v_i + 0.9989 \cdot 10^{-3}\right)$

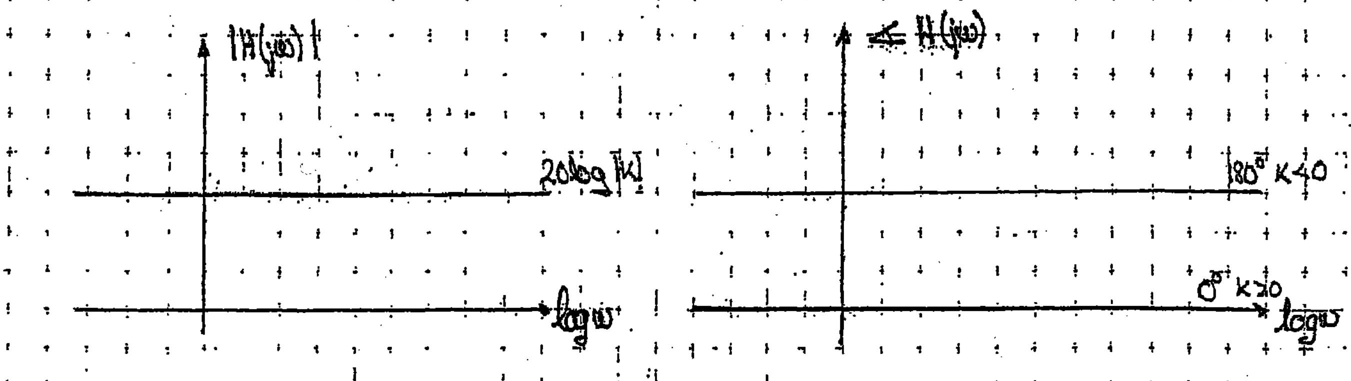
$v_o = 50.95\, v_i + \underbrace{51\,mV}_{\text{error}}$ Error = 51 mV

Diagrames de Bode de traçats elementals:

(a) Constant: $H(s) = K$

Mòdul: $20 \log |H(j\omega)| = 20 \log |K|$

Fase: $\measuredangle H(j\omega) = \measuredangle K \begin{cases} = 0 & \text{si } K > 0 \\ = 180^\circ & \text{si } K < 0 \end{cases}$



NOTE BOOK

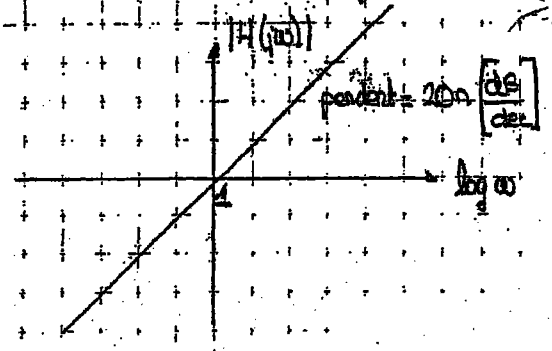
(b) • Pol / zero a l'origen:

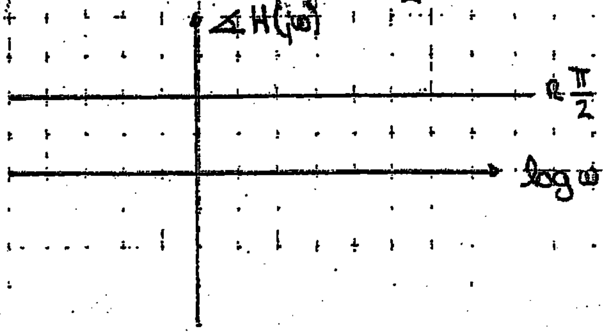
- Zeros: $H(s) = s^n$, n zeros a l'origen.

$$H(j\omega) = (j\omega)^n$$

Mòdul: $20 \log |H(j\omega)| = 20 \log |(j\omega)^n| = 20n \log |\omega|$

Fase: $\measuredangle H(j\omega) = \measuredangle (j\omega)^n = n \measuredangle (j\omega) = n \frac{\pi}{2}$

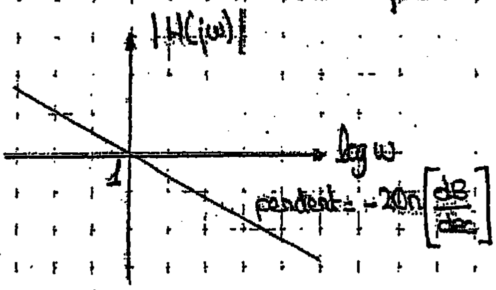


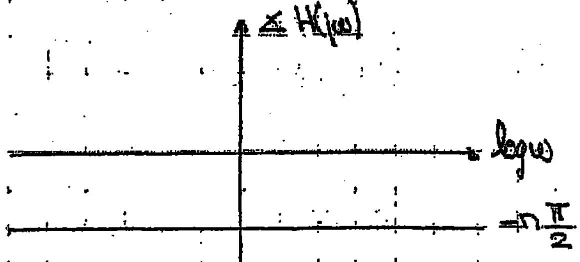


- Pols: $H(s) = \frac{1}{s^n}$, n pols a l'origen $\quad H(j\omega) = \frac{1}{(j\omega)^n}$

Mòdul $= 20 \log \left| \frac{1}{(j\omega)^n} \right| = -20 \log |(j\omega)^n| = -20n \log |\omega|$

Fase $= \measuredangle H = \measuredangle \frac{1}{(j\omega)^n} = -\measuredangle (j\omega)^n = -n \measuredangle (j\omega) = -n \frac{\pi}{2}$





(c) • Pol / zero fora de l'origen:

- Zeros $H(s) = 1 + \frac{s}{z}$ en forma normalitzada. $H(j\omega) = 1 + \frac{j\omega}{z}$

Mòdul: $20 \log \left| 1 + \frac{j\omega}{z} \right| = 20 \log \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{z^2}}$

Estudiem les asímptotes

horitzontal: $\omega \to 0 \Rightarrow |H(j\omega)| = 0$

obliqua: $\omega \to \infty \Rightarrow |H|_{dB} = 20 \log \sqrt{\frac{\omega^2}{z^2}} = 20 \log \omega - 20 \log z$

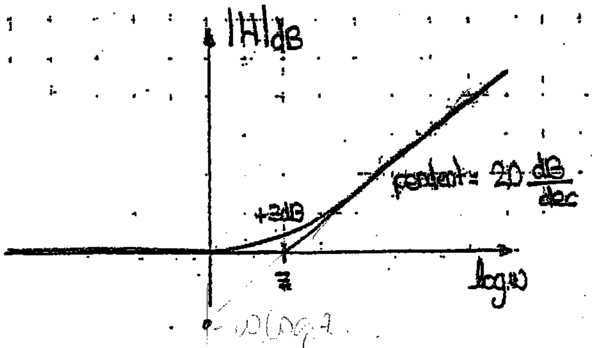
Quan ara tenim $\omega = z$:

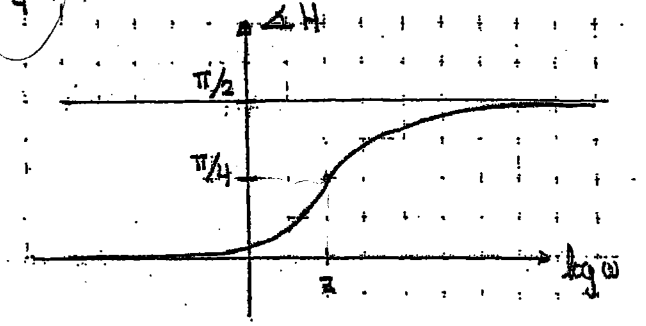
$$|H(j\omega)| = 20 \log \sqrt{2} = 3\,dB$$

Fase: $\angle\left(1+\frac{j\omega}{z}\right) = \arctan\left(\frac{\omega}{z}\right)$

$\left.\begin{array}{l} \omega = 0 \Rightarrow \arctan(0) = 0 \\ \omega \to \infty \ (\omega \gg z) \Rightarrow \arctan(\infty) = \frac{\pi}{2} \end{array}\right\}$ assimptotes horitzontals.

$\omega = z \Rightarrow \arctan(1) = \frac{\pi}{4}$





▸ Pols: $H(s) = \frac{1}{1+\frac{s}{p}} \rightarrow H(j\omega) = \frac{1}{1+\frac{j\omega}{p}}$

Mòdul: $20\log\left|\frac{1}{1+\frac{j\omega}{p}}\right| = -20\log\sqrt{1+\frac{\omega^2}{p^2}}$

$\omega = 0 \Rightarrow |H| = 0$

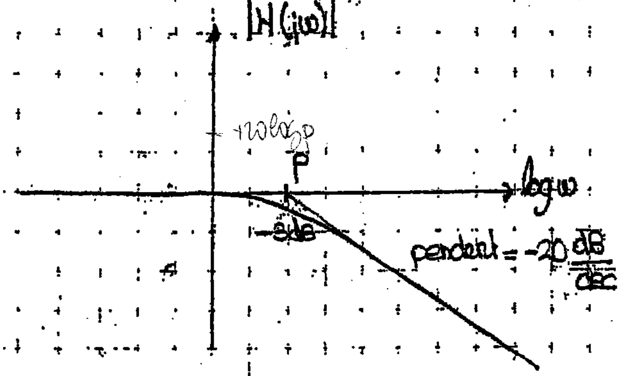
$\omega \to \infty, (\omega \gg p) \rightarrow |H| = -20\log\omega + 20\log p$

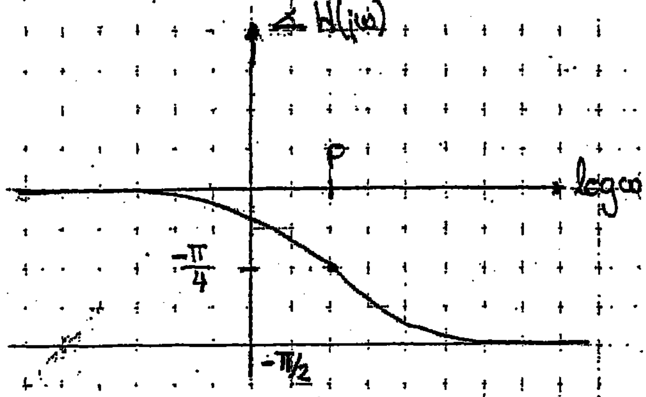
$\omega = p \Rightarrow |H| = -20\log\sqrt{2} = -3dB$

Fase: $\angle\left(\frac{1}{1+\frac{j\omega}{p}}\right) = -\arctan\left(\frac{\omega}{p}\right)$

$\left.\begin{array}{l} \omega = 0 \Rightarrow -\arctan(0) = 0 \\ \omega \to \infty, \omega \gg p \Rightarrow -\arctan(+\infty) = -\frac{\pi}{2} \end{array}\right|$ assimptotes horitzontals.

$\omega = p \Rightarrow -\arctan(1) = \frac{-\pi}{4}$





(d) • Pols complexos conjugats:

Diagrama de Pols-Zeros

$$H(s) = \frac{K}{(s+(a+jb))\cdot(s+(a-jb))}$$

Normalitzat: $H(s) = \dfrac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + 2\xi\frac{s}{\omega_0} + 1}$

Mòdul: $20\log|H(j\omega)| = -20\log\sqrt{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(2\xi\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$

$\omega = 0 \Rightarrow |H| = -20\log\sqrt{1} = 0$

$\omega \to \infty \Rightarrow |H| = -20\log\sqrt{\frac{\omega^4}{\omega_0^4}} = -40\log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) =$

$= -40\log\omega + 40\log\omega_0$

Si ξ augmenta, l'error es va fent negatiu.

Fase: $\measuredangle\left[\dfrac{1}{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)+j\left(2\xi\frac{\omega}{\omega_0}\right)}\right] = -\arctan\dfrac{2\xi\frac{\omega}{\omega_0}}{1-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$

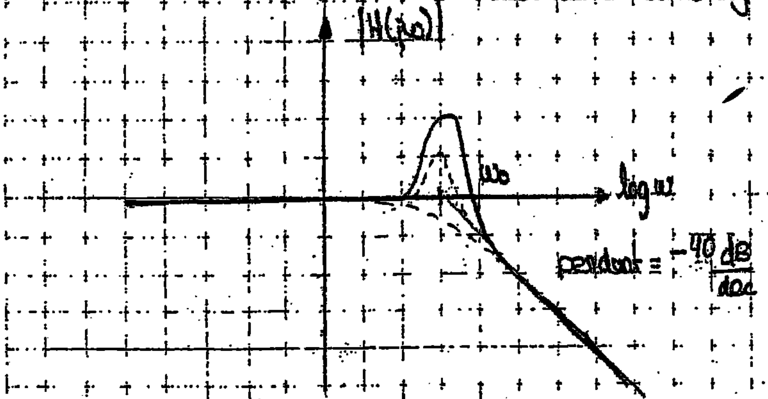
$\omega = 0 \Rightarrow \measuredangle H = -\arctan\left(\frac{0}{1}\right) = 0$

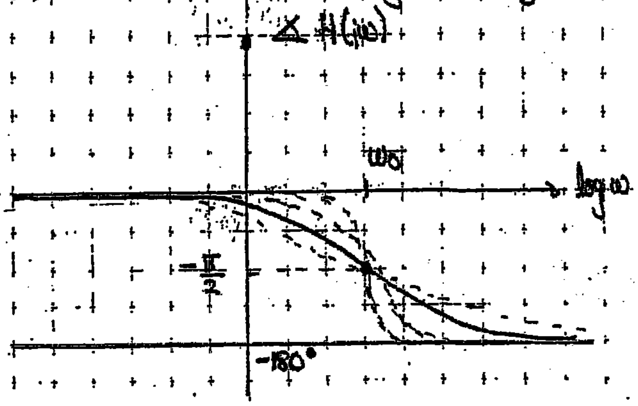
$\omega \to \infty,\ (\omega \gg \omega_0) \Rightarrow \measuredangle H = -\arctan\left(\dfrac{2\xi\frac{\omega}{\omega_0}}{-\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}\right) =$

$= -\arctan\left(-\dfrac{2\xi\omega\omega_0^2}{\omega^2\omega_0}\right) = -\arctan\left(-\dfrac{2\xi\omega_0}{\omega}\right) =$

$= -\left[180^\circ + \underbrace{\arctan\left(\frac{2\xi\omega_0}{\omega}\right)}_{=0}\right] = -180^\circ$

La transició de fase és més suau com més gran és ξ.



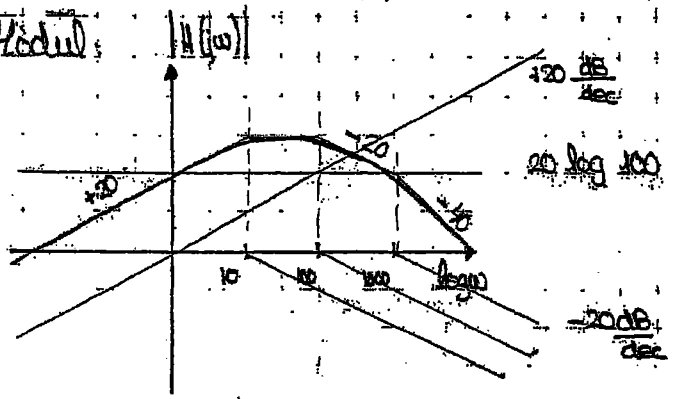


Exemple: $A(s) = H(s) = \dfrac{10^{8}\, s}{(s+10)\cdot(s+100)\cdot(s+1000)}$

Normalitzem: $H(s) = \dfrac{100 s}{\left(1+\frac{s}{10}\right)\cdot\left(1+\frac{s}{100}\right)\cdot\left(1+\frac{s}{1000}\right)}$

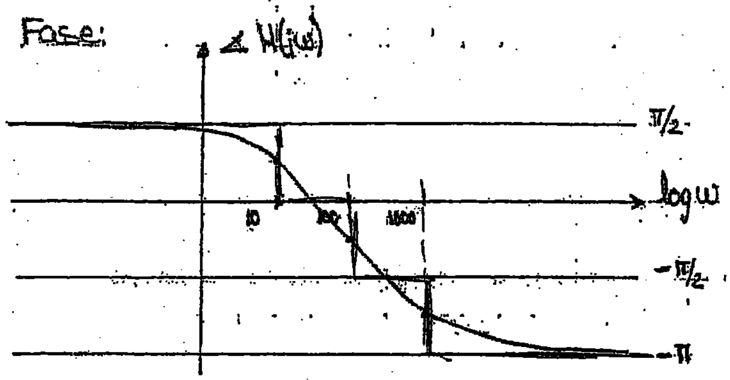
dividim a dalt i abaix pels pols: $(10 \cdot 100 \cdot 1000 = 10^{6})$

Mòdul: $|H(j\omega)|$



$20 \log 100 = 40\,dB$

Fase: $\measuredangle H(j\omega)$



$H(s) = A(s)$

II.2 RESPOSTA FREQÜENCIAL DE L'AMPLIFICADOR OPERACIONAL:

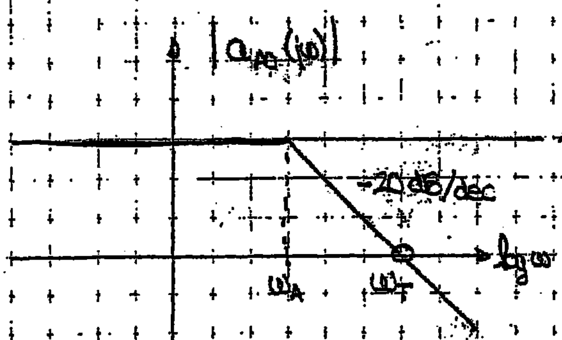
- Guany en llaç obert: $a_{AO}(j\omega)$
  - És finit: $a_0 \gg 0$ (10^{5})
  - Decau amb la freqüència, de forma aproximadament constant amb un pendent de $-20\,dB/dec$. És equivalent a estudiar un filtre passa-baix de primer ordre. (És a dir, amb un pol dominant)
  - Funció de transferència: [redacted] = [redacted] ω_A $\quad s = 0$ $\quad a_0 =$ guany en contínua

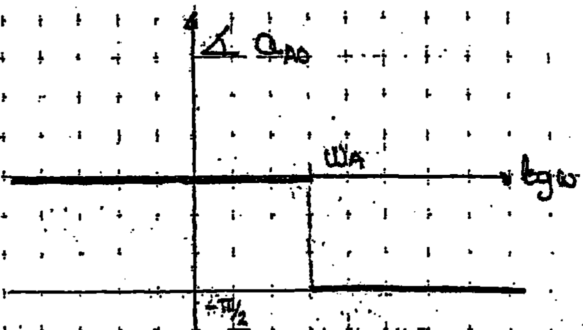
  $\omega_A =$ pol dominant

  $f_a = \dfrac{\omega_A}{2\pi}$ en Hz

Hi ha més pols, però són molt més grans.

Si en fem el BODE:





f_T = freqüència de guany unitat $\quad f_T = \frac{\omega_T}{2\pi}$

L'AMPLE DE BANDA ÉS IGUAL AL POL DOMINANT ω_a.

$$|a_{A0}(j\omega)| = \left| \frac{a_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_A}} \right| = \frac{a_0}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_A^2}}}$$

$$20 \log |a_{A0}(j\omega_T)| = 20 \log a_0 - 20 \log \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_T}{\omega_A}\right)^2} = 0\,dB$$

~~Aproximem $\omega_T \gg \omega_A$~~ : $f \gg f_a$
(degut a que $a_0 \gg 0$)

$$20 \log a_0 - 20 \log \frac{\omega_T}{\omega_A} = 0 \Rightarrow a_0 = \frac{\omega_T}{\omega_A}$$

[redacted]

[redacted]

PRODUCTE GUANY x AMPLE DE BANDA (P.G.B.)
(Gain-Bandwidth product, GBP)

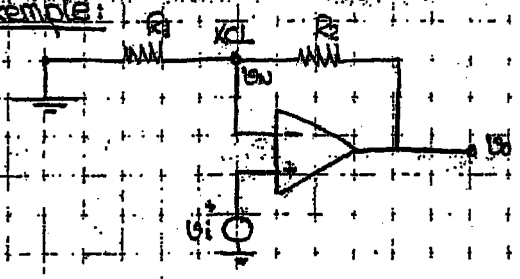
Aquesta igualtat es manté encara que l'amplificador estigui realimentat.

21.- ~~Producte~~ guany x ample de banda: (Gain-Band Width-Product)

- és el producte del guany en contínua d'un circuit pel pol dominant:

ω_T = [pulsació de guany unitat] = $\boxed{GBP = a_0 \omega_A}$ (*) — pulsació del pol dominant (amplada de banda); guany en contínua del A.O.

Exemple:



$$a_{A0} = \frac{a_0}{1 + \frac{s}{\omega_A}}$$

$$\omega_T = a_0 \cdot \omega_A$$

$$v_o = a_{A0} \cdot v_d \quad \text{on} \quad v_d = v_p - v_N = v_i - \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o$$

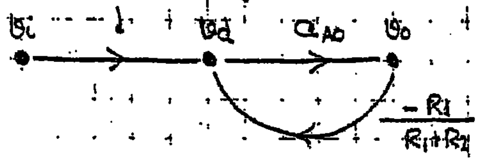
$$KCL: \frac{v_o - v_N}{R_2} = \frac{v_N}{R_1} \qquad R_1 v_o - R_1 v_N = R_2 v_N$$

$$v_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o$$

(*) Es manté de al realimentar el A.O.

NOTE BOOK

Diagrama de fluxe:



$$a(s) = a_{AO}$$

$$f(s) = \frac{-R_1}{R_1+R_2}$$

Ara busquem el guany en llaç tancat o funció de transferència:

$$A(s) = \frac{a(s)}{1+a(s)\cdot f(s)} = \frac{\frac{a_o}{1+\frac{s}{\omega_A}}}{1+\frac{a_o}{1+\frac{s}{\omega_A}}\cdot\frac{R_1}{R_1+R_2}} =$$

$$= \frac{\frac{a_o}{1+\frac{s}{\omega_A}}}{1+\frac{a_o}{1+\frac{s}{\omega_A}}\cdot\frac{R_1}{R_1+R_2}}\cdot\frac{1+\frac{s}{\omega_A}}{1+\frac{s}{\omega_A}} = \frac{a_o}{1+\frac{s}{\omega_A}+a_o\frac{R_1}{R_1+R_2}}$$

Vull aconseguir: $A(s) = \dfrac{A_o}{1+\frac{s}{\omega_A}}$

$$A(s) = \frac{a_o}{1+\frac{s}{\omega_A}+\frac{a_o R_1}{R_1+R_2}}\cdot\frac{1+a_o\frac{R_1}{R_1+R_2}}{1+a_o\frac{R_1}{R_1+R_2}} = \frac{\overbrace{\frac{a_o}{1+a_o\frac{R_1}{R_1+R_2}}}^{A_o}}{1+\frac{s}{\underbrace{\omega_a\cdot\left(1+a_o\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)}_{\omega_A}}}$$

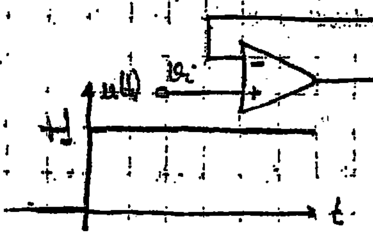
Per tant,

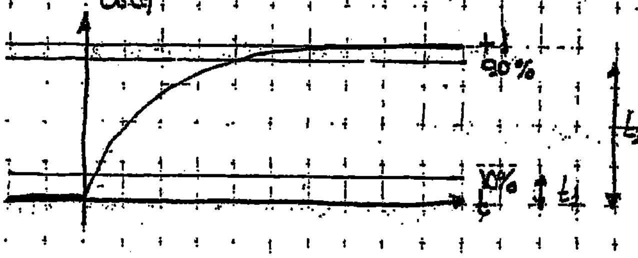
$$A_o = \frac{a_o}{1+a_o\frac{R_1}{R_1+R_2}} \qquad \omega_A = \omega_a\cdot\left(1+a_o\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)$$

$$\omega_t = A_o\cdot\omega_A = \frac{a_o}{1+a_o\frac{R_1}{R_1+R_2}}\cdot\omega_a\cdot\left(1+a_o\frac{R_1}{R_1+R_2}\right) = a_o\cdot\omega_a$$

22.- Temps de pujada: (t_p)

És el temps que tarda la sortida d'un amplificador de guany unitat en passar del 10% al 90% del valor final, en resposta a una tensió d'entrada en forma d'esglaó.





$$a_{po} = \frac{a_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_a}} \xrightarrow{\omega_a a_0 = \omega_t} v_o(s) = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_T}} \cdot u_i(s)$$

$$v_o(t) = 1 - e^{-\omega_t t}$$

$$t_p = t_2 - t_1$$

$$v_o(t) - 1 = -e^{-\omega_t t} \Rightarrow \ln\left(e^{-\omega_t t}\right) = \ln\left(1 - v_o(t)\right)$$

$$-\omega_t \cdot t = \ln\left(1 - v_o(t)\right)$$

$$t = -\frac{\ln\left(1 - v_o(t)\right)}{\omega_t}$$

$$t_p = -\frac{\ln(1-0.9)}{\omega_t} - \frac{\left(-\ln(1-0.1)\right)}{\omega_t} = \frac{1}{\omega_t}\cdot\left(\ln 0.9 - \ln 0.1\right) =$$

$$= \frac{\ln\frac{0.9}{0.1}}{\omega_t} = \frac{\ln 9}{\omega_t} = \frac{2.197}{\omega_t} \Rightarrow t_p = \frac{2.197}{2\pi f_t} \simeq \frac{0.35}{f_t}$$

[redacted]

clase $\longrightarrow$ $\boxed{t_p = \frac{0,35}{a_0 \, f_a} \simeq \frac{0,37}{f_T}}$

(2.3) [redacted] Per senyals sinusoidals. Et diu quan deixa de seguir l'entrada.

És la màxima variació possible de la tensió de sortida de l'amplificador operacional per no produir distorsió.

[redacted]

És una dada que proporciona el fabricant.

→ Si prenem un senyal sinusoidal: $v_o(t) = V_{OM}\cdot\sin(\omega t)$

$$\left.\frac{dv_o}{dt}\right|_{màx} = V_{OM}\,\omega\,\cancel{\cos(\omega t)}^{1}\Big|_{màx} = V_{OM}\,\omega \le SR$$

o bé [redacted]

No distorsió

Existeix un compromís entre la màxima amplitud i la màxima freqüència d'operació.

Hi han aplicacions on es vol aconseguir el màxim marge dinàmic de la tensió de sortida: $V_{OM} = V_{OM,màx}$ ⇒ màxima freqüència sense distorsió: FULL-POWER BANDWIDTH. [redacted]

ANCHO DE BANDA A MÁX. POTENCIA → FPB

[redacted] $2\pi\, V_{OM,màx}$

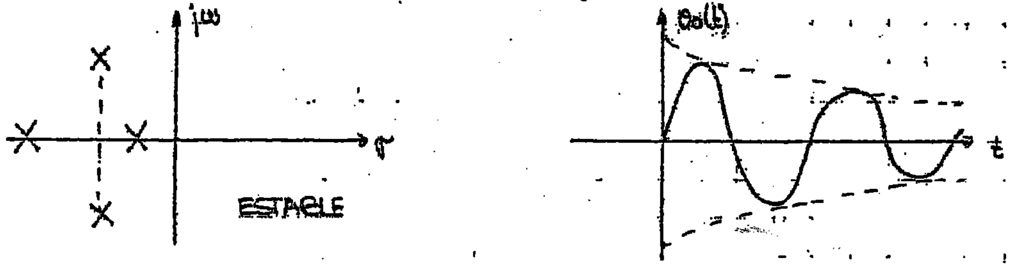
$$\boxed{f \leq \frac{SR}{2\pi \cdot V_{O,max}}}$$

II.3 • ESTABILITAT EN CIRCUITS REALIMENTATS

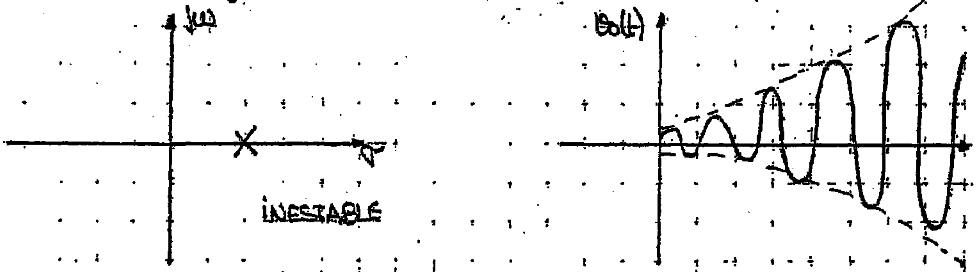
→ Estabilitat en un amplificador realimentat:

Definició: Un circuit és estable quan la resposta a una pertorbació, produeix un senyal a la sortida que decreix amb el temps. L'estabilitat depèn de la situació dels pols en la funció de transferència del circuit.

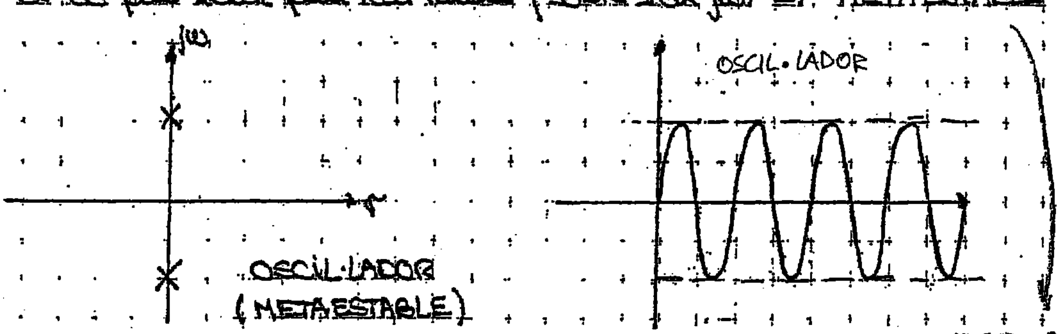
a) ▸ Si tots els pols tenen part real negativa, en el SEMIPLÀ ESQUERRE: ESTABLE.



b) ▸ Si existeix algun pol amb part real positiva, SEMIPLÀ DRET ⇒ INESTABLE.



c) ▸ Si els pols tenen part real nul·la (sobre l'eix jω) ⇒ METAESTABLE

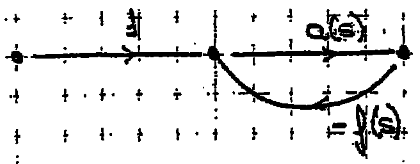


marg. d'alimentació estable

NOTE BOOK

FUNCIÓ DE TRANSFERÈNCIA D'UN CIRCUIT REALIMENTAT NEGATIVAMENT

Si tenim realimentació:



Guany en llaç tancat: $A(s) = \dfrac{a(s)}{1 + a(s)\, f(s)}$

$$T(s) = a(s)\, f(s)$$

Per estudiar l'estabilitat: estudiem els pols de A(s), que són els zeros o arrels del denominador. $1 + T(s) = 0$ Equació característica.

$$T(s) = \frac{K \cdot \prod^{m} (s+z_i)}{\prod^{n} (s+p_j)} \Rightarrow 1 + K \cdot \frac{\prod^{m} (s+z_i)}{\prod^{n} (s+p_j)} = 0 \qquad n \geq m$$

$$A_0 \cdot s^n + A_1 \cdot s^{n-1} + \dots + A_{n-1} \cdot s^1 + A_n = 0 \quad \text{Polinomi característic}$$

→ Criteri d'estabilitat de Routh:

Directe

- Si algun coeficient del polinomi característic és negatiu, existeix un pol amb part real positiva (semiplà dret) ⇒ CIRCUIT INESTABLE

Si tots els coeficients són positius:

$$\begin{array}{c|cccccc}
s^n & A_0 & A_2 & A_4 & A_6 & \dots & 0 \\
s^{n-1} & A_1 & A_3 & A_5 & A_7 & \dots & 0 \\
\hline
s^{n-2} & b_1 & b_2 & b_3 & \dots & 0 & \\
s^{n-3} & c_1 & \boxed{c_2} & \dots & 0 & & \\
s^{n-4} & d_1 & \dots & 0 & & & \\
\vdots & & 0 & & & & \\
s^0 & 0 & & & & &
\end{array}$$

$$b_1 = \frac{A_1 A_2 - A_0 A_3}{A_1} \qquad b_2 = \frac{A_1 A_4 - A_0 A_5}{A_1} \qquad b_3 = \frac{A_1 A_6 - A_0 A_7}{A_1}$$

$$c_1 = \frac{b_1 A_3 - A_1 b_2}{b_1} \qquad c_2 = \frac{b_1 A_5 - A_1 b_3}{b_1}$$

$$d_1 = \frac{c_1 b_2 - b_1 c_2}{c_1}$$

NOTE BOOK

Llavors, observant els signes dels elements de la primera columna:

- ► Tots els elements positius ⇒ tots els pols estan al semiplà esquerre ⇒ ⇒ ESTABLE
- ► Si existeixen elements negatius ⇒ el nombre de canvis de signe coincideix amb el nombre de pols en el semiplà dret ⇒ INESTABLE
- ► Si existeix algun element nul (i la resta ⊕) ⇒ hi han pols amb part real nul·la, és a dir, situats sobre l'eix $j\omega$ ⇒ OSCIL·LACIÓ.

Exemple: $s^3 + 2s^2 + 2s + 6 = 0$ → tots positius → Routh.

s^3	1	2	0
s^2	2	6	0
s^1	$\frac{2\cdot 2 - 1\cdot 6}{2} = -1$	0 ←	
s^0	6		

CIRCUIT INESTABLE.

2 pols en el semiplà dret.

(2 canvis de signe)

→ Lloc geomètric de les arrels: $H(s)$

És una representació de les arrels del polinomi característic (pols del circuit) en el pla s per diferents valors d'amplificació K. S'aplica amb K>0.

$$1 + \boxed{K}\,\frac{\prod^{m}(s+z_i)}{\prod^{n}(s+p_j)} = 0$$

→ $T(s)$ → funció de transferència

$$T(s) = K\cdot\frac{\prod^{m}(s+z_i)}{\prod^{n}(s+p_j)} = -1$$

$\Rightarrow |T(s)| = 1$

$$|K|\cdot\frac{\prod^{m}|s+z_i|}{\prod^{n}|s+p_j|} = 1$$

$\Rightarrow \measuredangle T(s) = (1+2a)\cdot\pi \quad a = 0,1,2,\dots$

$$\measuredangle K + \sum^{m}\measuredangle(s+z_i) - \sum^{n}\measuredangle(s+p_j) = (1+2a)\pi$$

Reglas:

1- L.G.R. empieza en los polos de $T(s)$
2- Acaba en los ceros de $T(s)$
3- simétrico respecto al eje real
4- nº regiones = nº polos
5- condición del argumento
6- Asíntotas

$\theta = \frac{1+2a}{m-n}\pi$ ($a=0$, $a=1$, $a=2$) $a = 0,1,2,\dots$

7: $\sigma_0 = \frac{\sum^{n} p_j - \sum^{m} z_i}{n-m}$ punt de intersecció de les asíntotes

5- Seccions del eje real

NOTE BOOK

OJO FALTA PÁGINA

Llavors, observant els signes dels elements de la primera columna:

- Tots els elements positius ⇒ tots els pols estan al semiplà esquerre ⇒ ⇒ ESTABLE
- Si existeixen elements negatius ⇒ el nombre de canvis de signe coincideix amb el nombre de pols en el semiplà dret ⇒ INESTABLE
- Si existeix algun element nul ⇒ (i la resta ⊕) hi han pols amb part real nul·la, és a dir, situats sobre l'eix $j\omega$ ⇒ OSCIL·LACIÓ

Exemple: $s^3 + 2s^2 + 2s + 6 = 0$ → tots positius → Routh

s^3	1	2	0
s^2	2	6	0
s^1	$\frac{2\cdot2 - 1\cdot6}{2} = -1$	0 ←	
s^0	6		

CIRCUIT INESTABLE

2 pols en el semiplà dret

(2 canvis de signe)

→ Lloc geomètric de les arrels:

$A(s)$

És una representació de les arrels del polinomi característic (pols del circuit) en el pla s per diferents valors d'amplificació K. S'aplica amb K>0.

$$1 + \boxed{K}\cdot\frac{\prod^{m}(s+z_i)}{\prod^{n}(s+p_j)} = 0$$

→ $T(s)$ → funció de transferència

$$T(s) = K\cdot\frac{\prod^{m}(s+z_i)}{\prod^{n}(s+p_j)} = -1$$

$$\Rightarrow |T(s)| = 1$$

$$|K|\cdot\frac{\prod^{m}|s+z_i|}{\prod^{n}|s+p_j|} = 1$$

$$\Rightarrow \measuredangle T(s) = (1+2a)\cdot\pi \quad a = 0, 1, 2, \ldots$$

$$\measuredangle K + \sum^{m}\measuredangle(s+z_i) - \sum^{n}\measuredangle(s+p_j) = (1+2a)\cdot\pi$$

$$\frac{1+2a}{m-n}\,\pi \quad a=0,\ a=1,\ a=2 \qquad a = 0, 1, 2, \ldots$$

Reglas:

1 – L.G.R. empieza en los polos de $T(s)$
2 – Acaban en los ceros de $T(s)$
3 – simetrico respecto al eje real
4 – nº regiones = nº polos
5 – condición del argumento
6 – Asíntotas

7: $\sigma_0 = \frac{\sum^{n} p_j - \sum^{m} z_i}{n-m}$ punt de intersecció de les asíntotes

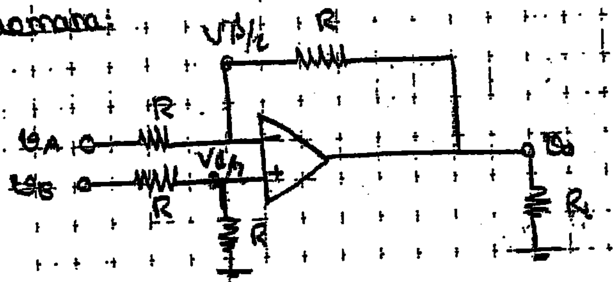
5 – Secciones del eje real

NOTE BOOK

OJO FALTA PÁGINA

PROBLEMA 8 [5]. Sigui el següent circuit, amb $R_1 = 1\,K\Omega$ i $R_L = 1\,M\Omega$.

És demana:



$$\frac{v_a - v_b/2}{R} = \frac{v_b/2 - v_c}{R}$$

$$v_a - v_b = -v_c \qquad \boxed{v_c = v_b - v_a}$$

(a) Trobar la relació entre v_o i v_A i v_B. Quina funció realitza el circuit? Considereu que l'amplificador operacional és ideal.

$$v_+ = \frac{v_B}{2} \qquad v_- \Rightarrow \quad \frac{v_o - v_-}{R} = \frac{v_- - v_A}{R}$$

$v_+ = v_-$ CCV

$$v_o = 2v_- - v_A$$

$$v_o = 2\frac{v_B}{2} - v_A = v_B - v_A$$

És un amplificador diferencial.

(b) Considerant ara que les especificacions de l'Amplificador Operacional són les següents (μA714): $V_{os} = 30\,\mu V$. CMRR = 126 dB

$I_{os} = 0.4\,nA$ $\quad I_B = 1\,nA$

Calculeu la tensió en mode comú a l'entrada de l'Amplificador Operacional per $V_A = 4V$ i $V_B = 2V$. (Suposeu que l'AO és ideal).

V_{MC} entrada de l'Amplificador Operacional?

$$V_{MC,AO} = \frac{v_P + v_N}{2} = \boxed{v_P = v_N}$$ Cal mirar sempre v_P, que és la que fixa v_N.

$$V_{MC,AO} = v_P = v_B \frac{R}{R+R} = \frac{v_B}{2} = \boxed{1V}$$ entrada = 0.

(c) Obtenir la tensió d'error a la sortida degut a V_{os}, I_{os}, I_B i CMRR. Considereu l'error com la suma quadràtica de les tensions d'error degudes a cada una de les fonts.

$$I_P = I_B + \frac{I_{os}}{2} \qquad I_N = I_B - \frac{I_{os}}{2}$$

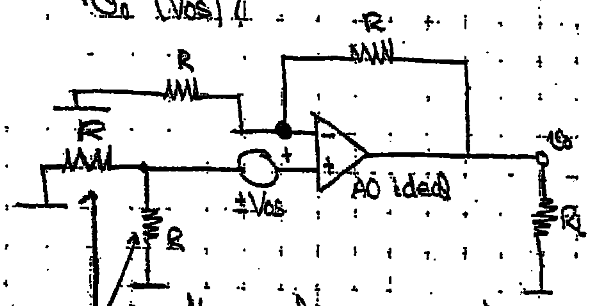
$$v_o(V_{os}, I_{os}, I_B, CMRR) \Rightarrow v_{o,error} = \sqrt{\sum_i v_i^2}$$

Apliquem superposició:

NOTE BOOK

Entrades a 0.)

$v_o(V_{os})$?



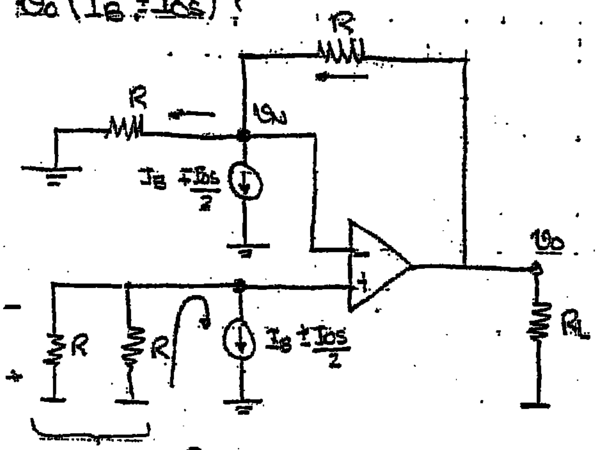
Superflues, no hi passa corrent → òbviament

$v_p = \pm V_{os} = v_N$ {CCV}

KCL: $\frac{v_o - (\pm V_{os})}{R} = \frac{\pm V_{os} - 0}{R}$

$v_o = 2(\pm V_{os}) = \boxed{\pm 60\,\mu V}$

$v_o(I_B \pm I_{os})$?



$R /\!/ R = \frac{R}{2}$

$v_p = -\frac{R}{2}\left(I_B \pm \frac{I_{os}}{2}\right) = v_N$

KCL: $\frac{v_o - v_N}{R} = \frac{v_N}{R} + \left(I_B \mp \frac{I_{os}}{2}\right)$

$$v_o = \frac{-R}{2}\left(I_B \pm \frac{I_{os}}{2}\right) + R\left(I_B \mp \frac{I_{os}}{2}\right) + \frac{R}{2}\left(-I_B \mp \frac{I_{os}}{2}\right)$$

$$v_o = \frac{R}{2}\left(-I_B \mp \frac{I_{os}}{2}\right) + \frac{3R}{2}\left(\mp \frac{I_{os}}{2}\right) + \frac{R}{2} I_B =$$

$$= -2R\left(\pm \frac{I_{os}}{2}\right) = 1000 \cdot 0.4 \cdot 10^{-9} = \boxed{4 \cdot 10^{-7}\,V}$$

v_o (CMRR)?

$$126\,dB = 20 \log CMRR \Rightarrow CMRR = 10^{\frac{126}{20}} = 10^{6.3} \approx 2 \cdot 10^{6}$$

$$v_o = 2 \cdot \left(\frac{V_{MC}}{CMRR}\right) = 2 \cdot \frac{1V}{2 \cdot 10^{6}} = 1\,\mu V$$

↳ igual q Vos.

Error $= \sqrt{(60\mu V)^2 + (4 \cdot 10^{-7} V)^2 + (1\mu V)^2} = \boxed{60\,\mu V}$

(d) Quina és la font d'error que més afecta? Repetiu l'apartat (c) suposant que ara el CMRR és igual a 80 dB.

La font d'error més important és la tensió d'offset.

Si CMRR = 80 dB ≡ 10^4

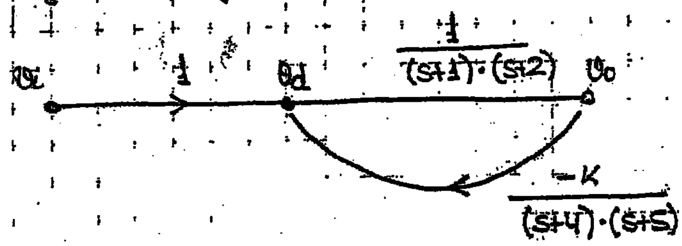
$|v_0(CMRR)| = 2 \cdot \frac{1V}{10^4} = 2 \cdot 10^{-4}$

Error $= \sqrt{(60 \cdot 10^{-6})^2 + (2 \cdot 10^{-4})^2 + (4 \cdot 10^{-7})^2} = \underline{0.208\ mV}$

Llavors l'error més gran és produït pel CMRR.

PROBLEMA 4 [10]. Es desitja estudiar l'estabilitat d'un sistema amb aquest diagrama de flux. Essent $K>0$.

$T(s) = a(s) \cdot f(s)$.



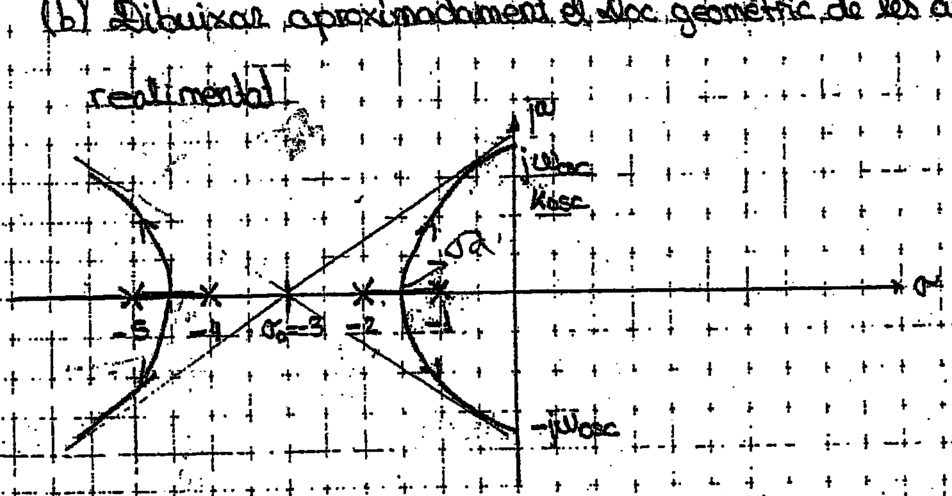
(a) Obtenir l'expressió del guany de llaç, $T(s)$, i dir de quin tipus de realimentació es tracta.

$$a(s) = \frac{1}{(s+1)\cdot(s+2)} \qquad -f(s) = \frac{-K}{(s+4)\cdot(s+5)}$$

$$T(s) = a(s) \cdot f(s) = \frac{K}{(s+1)(s+2)(s+4)(s+5)}$$

Es tracta de realimentació negativa, ja que $K>0$.

(b) Dibuixar aproximadament el lloc geomètric de les arrels del circuit realimentat.



NOTE BOOK

Assímptotes: angle: $\frac{\pm(1+2a)\pi}{4}$ $a=0 \Rightarrow \frac{-\pi}{4}$ $a=2 \Rightarrow \frac{-5\pi}{4}+2\pi = \frac{3\pi}{4}$

$a=1 \Rightarrow \frac{-3\pi}{4}$ $a=3 \Rightarrow \frac{-7\pi}{4}+2\pi = \frac{\pi}{4}$

origen: $\sigma_0 = \frac{\sum p - \sum z}{n-m} = \frac{-12}{4} = -3$

(c) Per quin valor de K el lloc geomètric de les arrels talla l'eix $j\omega$? Quin valor pren ω en el punt de tall amb l'eix imaginari?

Apliquem Routh: $T(s) = -1$

$$\frac{k}{(s+1)(s+2)(s+4)(s+5)} = -1 \qquad (s+1)(s+2)(s+4)(s+5)+K=0$$

$$s^4+12s^3+49s^2+78s+(40+K)=0$$

s^4	1	49	40+K
s^3	12	78	0
s^2	$\frac{12\cdot49-1\cdot78}{12}=42.5$	$\frac{\cancel{12}\cdot(40+K)}{\cancel{12}}$	0
s^1	$\frac{42.5\cdot78-12\cdot(40+K)}{42.5}=0$	0	
s^0	40+K		

$$42.5\cdot78-12\cdot(40+K)=0 \Rightarrow 3315-480-12K=0$$

$$K_{osc} = \frac{2835}{12} = 236$$

ax^2+b

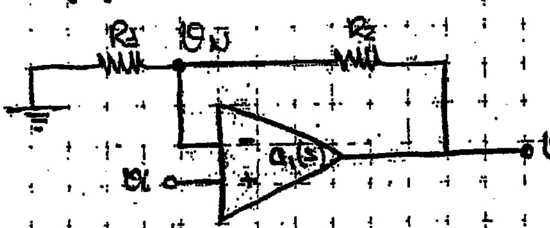
Circuit estable si: $0 \leq K \leq K_{osc} \rightarrow 0<K<236$

$$42.5s^2+(40+K_{osc})=0 \Rightarrow s=\pm\sqrt{\frac{276}{42.5}}\,j = \pm 2.56j = \pm j\omega_{osc}$$

$\omega_{osc} = 2.56$ rad/s

PROBLEMA 5 [ ]. En el circuit de la figura considerem:

$$a_1(s) = \frac{2\cdot10^{16}}{(s+10^3)(s+10^4)(s+10^6)}$$



$\frac{e_1}{R_1+R_2}$

(a) Dibuixar el fluxograma corresponent al circuit de la figura.

KCL v_N: $v_N = V_{R1} = \dfrac{R_1}{R_1+R_2} v_o$ $\quad v_p = v_i$

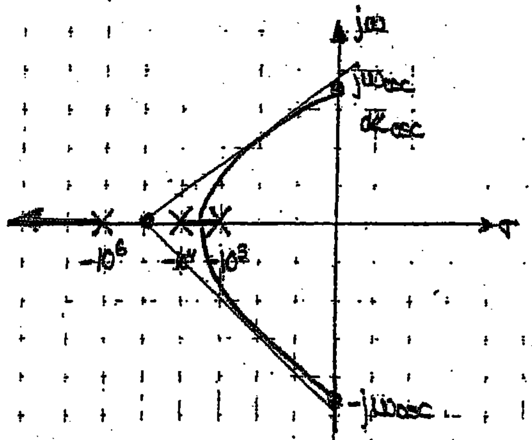
$$v_d = v_p - v_N \Rightarrow v_o = a_1(s)\, v_d$$

$$v_o = \underbrace{a_1(s)}_{a(s)} \cdot \Big[\underbrace{v_i}_{1} - \underbrace{\frac{R_1}{R_1+R_2}}_{f(s)} v_o \Big]$$

(b) Expressar el guany de llaç, $T(s)$, en funció de α, essent $\alpha = \dfrac{R_1}{R_1+R_2}$ $\rightarrow f(s)$

$$T(s) = a_1(s) \cdot f(s) = \frac{2\cdot 10^{16} \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2}}{(s+10^3)\cdot(s+10^4)\cdot(s+10^6)} = \frac{2\cdot 10^{16}\, \alpha}{(s+10^3)\cdot(s+10^4)\cdot(s+10^6)}$$

(c) A partir de l'expressió anterior, calculeu la condició i la freqüència d'oscil·lació del circuit. freq. oscil·lació → criteri Routh



Assímptotes:

$$-\frac{(1+2a)\pi}{n-m} = -\frac{1+2a}{3}\pi$$

$$-\frac{\pi}{3},\ -\pi,\ \frac{\pi}{3}$$

Routh

$$T(s) = -1 = \frac{2\cdot 10^{16}\alpha}{(s+10^3)\cdot(s+10^4)\cdot(s+10^6)}$$

$$s^3 + 10^6 s^2 + 1.1\cdot 10^{10} s + (2\cdot 10^{16}\alpha + 10^{13}) = 0$$

s^3	1	$1.1\cdot 10^{10}$	0
s^2	10^6	$2\cdot 10^{16}\alpha + 10^{13}$	0
s^1	$\dfrac{10^6\cdot 1.1\cdot 10^{10} - (2\cdot 10^{16}\alpha + 10^{13})}{10^6}$	0	
s^0	$2\cdot 10^{16}\alpha + 10^{13}$	0	

han de ser >0 per ser estable

$s^3 + 10^8 s^2 + 1.1\cdot10^{10} + \ldots$ α_{osc}?

$\equiv$

$[10^8 s^2 + (10^3 + 2\cdot10^{16}\alpha_{osc}] \cdot (as+b)$ quocient

$1.1\cdot10^{16} = 2\cdot10^{16}\alpha_{osc} + 10^{13} \Rightarrow \alpha_{osc} = \dfrac{1.1}{2} = 0.55$

Si $\alpha < \alpha_{osc} \Rightarrow$ ESTABLE

Si $\alpha > \alpha_{osc} \Rightarrow$ INESTABLE

D'altra banda, $2\cdot10^{16}\alpha + 10^{13} > 0 \Rightarrow \alpha > -\dfrac{10^{13}}{2\cdot10^{16}} = -0.5\cdot10^{-3}$

Però aquesta condició no val ja que α ha de ser $\alpha > 0$, per ser una combinació de resistències.

ESTABLE si $0 < \alpha \le 0.55$

$$10^6 s^2 + 2\cdot10^{16}\cdot 0.55 + 10^{13} = 0$$

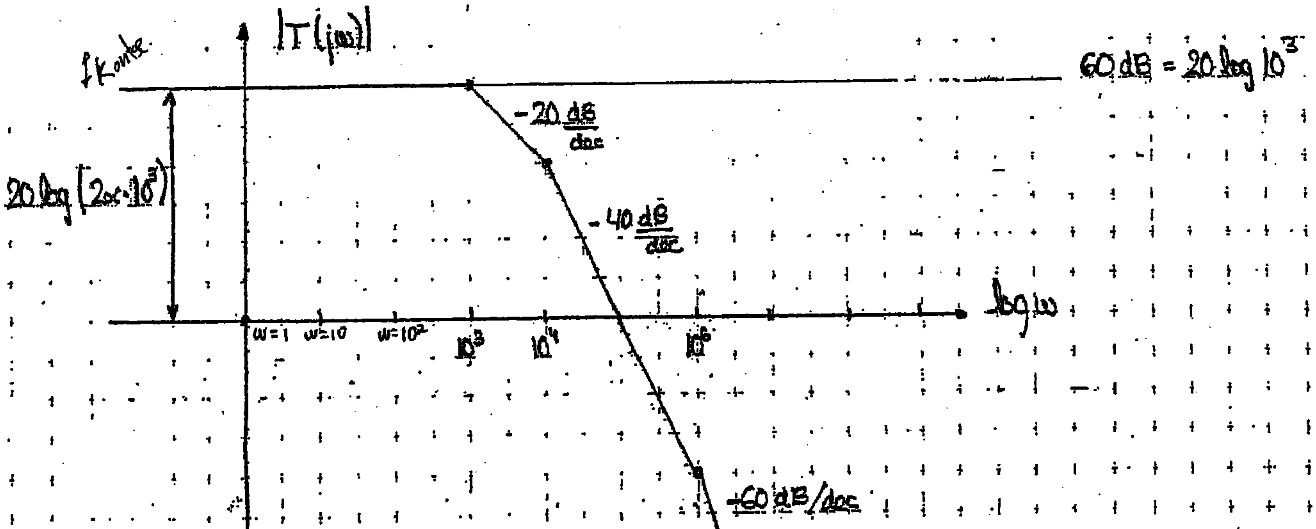
$$10^6 s^2 = -1.1\cdot10^{16} \Rightarrow s^2 = \frac{-1.1\cdot10^{16}}{10^6} \Rightarrow s = \pm\sqrt{\frac{1.1\cdot10^{16}}{10^6}}\, j$$

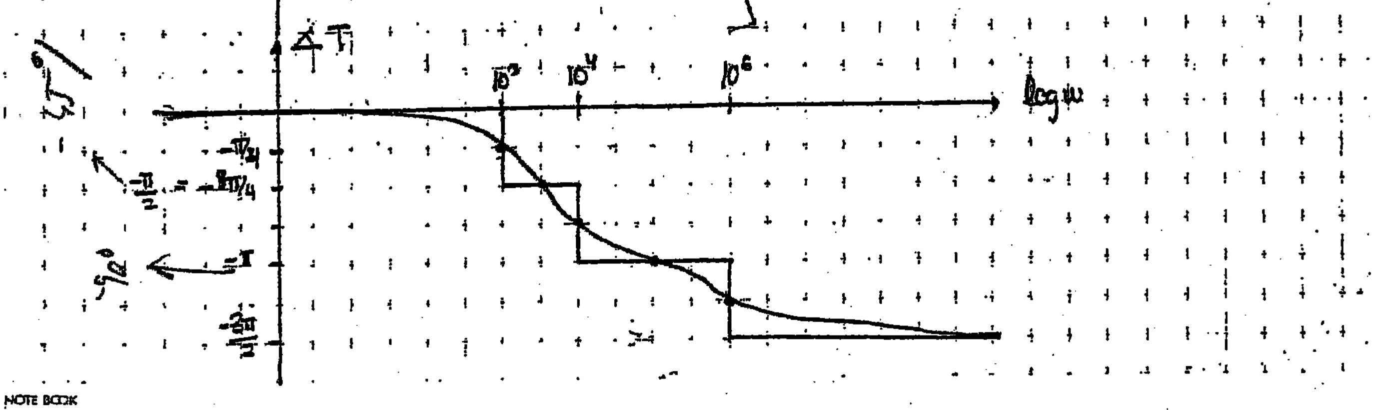
$$s = \pm 1.05\cdot10^5 j$$

$$j\omega_{osc} = \pm 1.05\cdot10^5 j \qquad f_{osc} = \frac{\omega_{osc}}{2\pi} = 16.7\ \text{kHz}$$

(d) Dibuixar el diagrama de Bode de $T(s)$ per $\alpha = 0.5$.

$$T(s) = \frac{10^{16}}{(s+10^3)\cdot(s+10^4)\cdot(s+10^6)} = \frac{10^3}{\left(1+\frac{s}{10^3}\right)\cdot\left(1+\frac{s}{10^4}\right)\cdot\left(1+\frac{s}{10^6}\right)}$$



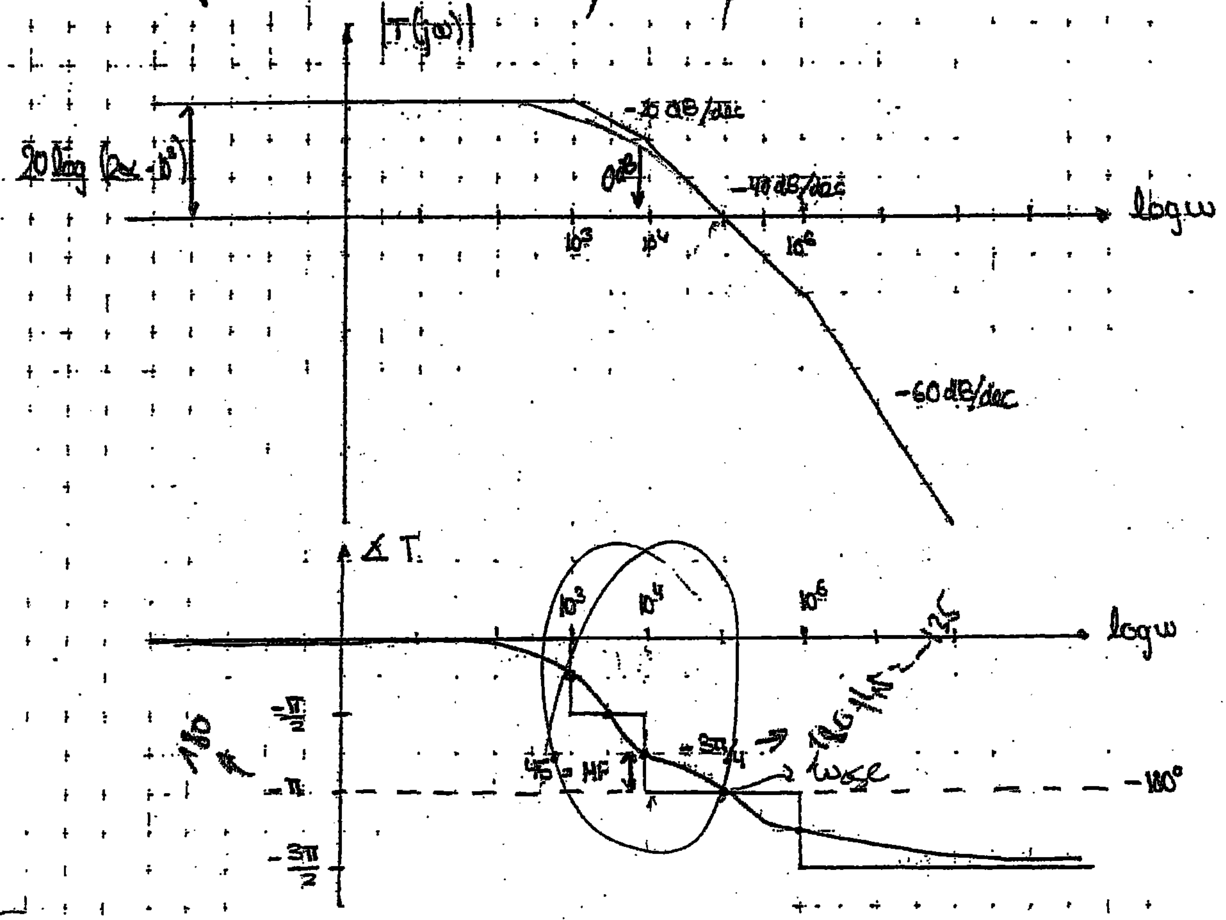


NOTE BOOK

(e) Indicar per quins valors de α el circuit és estable.

$0 \leq \alpha \leq 0.55 \rightarrow$ Calculat abans

(f) Trobar el valor de α pel qual l'amplificador realimentat té un marge de fase de 45° → per tal q $|H(\omega)|$ es faci 0 dB



$M_F = 45° \Rightarrow \alpha$?

$M_F = \measuredangle T(\omega_x) - (-180°) = 45°$ $\quad \measuredangle T(\omega_x) = -135° = -\frac{3\pi}{4}$

on $|T(\omega_x)| = 0$ dB

$\omega_x = 10^4$ rad/s $\quad 0 = |T(10^4)|_{dB} = 20\log(2\cdot10^3\alpha) - 20\frac{dB}{dec}(\log 10^4 - \log 10^3) - 3dB$

$60 + 6 + 20\log\alpha - 20 - \underbrace{3}_{\text{aproximació}} = 0 \Rightarrow 20\log\alpha = -43$

$\alpha = 10^{-\frac{43}{20}} = \underline{0.007}$

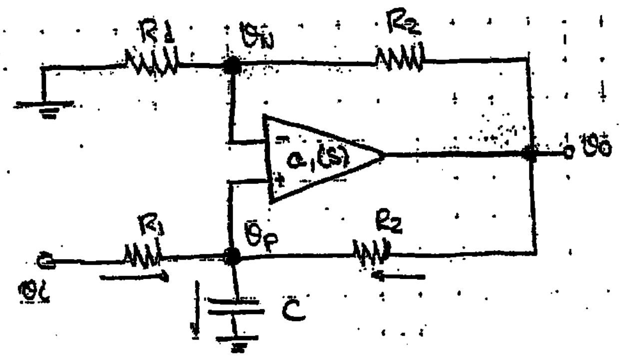
el 10^6 ... per estar fora

Important!!!

$0 = |T(10^4)|_{dB}$

PROBLEMA 7. El circuit de la figura és un integrador no inversor (o de Deboo) amb $C = 10nF$, $R_1 = 10K\Omega$ i $R_2 = 30K\Omega$. Considerant que l'amplificador operacional té un guany en llaç obert, $a_1(s)$:

$$a_1(s) = \frac{a_0 \omega_d}{s + \omega_d} \quad \text{amb } a_0 = 2\cdot 10^5 \text{ i } \omega_d = 10\pi \text{ rad/s.}$$



(a) Dibuixeu el fluxograma del circuit realimentat.

KCL v_N: $\quad v_N = V_{R1} = \overset{a}{\frac{R_1}{R_2 + R_1}} v_0$

KCL v_p: $\quad \frac{v_i - v_p}{R_1} + \frac{v_0 - v_p}{R_2} = \frac{v_p}{\frac{1}{Cs}}$

$$\frac{R_2 v_i}{Cs} - \frac{R_2 v_p}{Cs} + \frac{R_1 v_0}{Cs} - \frac{R_1 v_p}{Cs} = R_2 R_1 v_p$$

$$R_2 R_1 v_p + \frac{R_2 v_p}{Cs} + \frac{R_1 v_p}{Cs} = \frac{R_2 v_i}{Cs} + \frac{R_1 v_0}{Cs}$$

$$v_p \cdot \left(R_2 R_1 + \frac{R_2}{Cs} + \frac{R_1}{Cs}\right) = \frac{R_2}{Cs} v_i + \frac{R_1}{Cs} v_0$$

$$v_p \cdot (R_2 R_1 Cs + R_2 + R_1) = R_2 v_i + R_1 v_0$$

$$v_p = \frac{R_2}{R_2 R_1 Cs + R_2 + R_1} v_i + \frac{R_1}{R_2 R_1 Cs + R_2 + R_1} v_0$$

$$v_0 = a_1(s) \cdot (v_p - v_N)$$

$$v_0 = a_1(s) \cdot \left[\frac{R_2}{R_2 R_1 Cs + R_2 + R_1} v_i + \frac{R_1}{R_2 R_1 Cs + R_2 + R_1} v_0 - \frac{R_1}{R_2 + R_1} v_0\right]$$

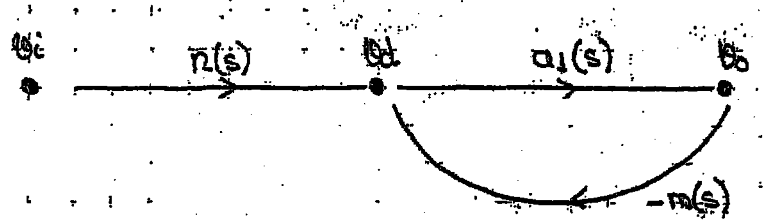
$$v_0 = \underbrace{a_1(s)}_{a(s)} \cdot \left[\underbrace{\frac{R_2}{R_2 R_1 Cs + R_2 + R_1}}_{n(s)} v_i + \underbrace{\left(\frac{R_1}{R_2 R_1 Cs + R_2 + R_1} - \frac{R_1}{R_2 + R_1}\right)}_{-f(s) \,=\, +m(s)} v_0\right]$$

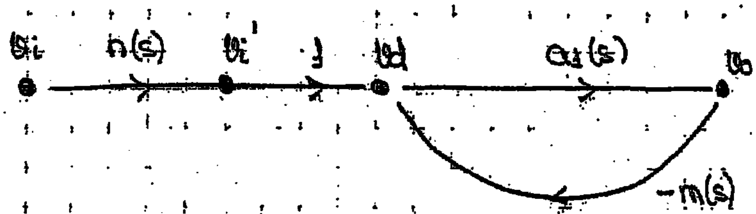
$$-m(s) = \frac{R_1}{R_1+R_2+R_1R_2Cs} - \frac{R_1}{R_1+R_2} = \frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot\left(\frac{R_1\cdot(R_1+R_2)}{R_1\cdot(R_1+R_2+R_1R_2Cs)} - 1\right) =$$

$$= \frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot\left(\frac{R_1+R_2-R_1-R_2-R_1R_2Cs}{R_1+R_2+R_1R_2Cs}\right) = \frac{-R_1}{R_1+R_2}\cdot\frac{s}{\frac{1}{R_2C}+\frac{1}{R_1C}+s} =$$

$$= \frac{-R_1}{R_1+R_2}\cdot\frac{s}{s+\frac{1}{(R_1//R_2)\cdot C}} \Rightarrow m(s) = \frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot\frac{s}{s+\frac{1}{(R_1//R_2)\cdot C}}$$

$$n(s) = \frac{R_2}{R_1+R_2+R_1R_2Cs} = \frac{\frac{1}{R_1C}}{s+\frac{1}{(R_1//R_2)\cdot C}}$$





(b) Trobar l'expressió del guany de llaç, $T(s)$. De quin tipus de realimentació es tracta?

$$T(s) = a_1(s)\cdot m(s) = a_0\omega_d\cdot\frac{R_1}{R_1+R_2}\cdot\frac{s}{(s+\omega_d)\cdot\left(s+\frac{1}{(R_1//R_2)\cdot C}\right)}$$

$$T(s) = 2\cdot10^5\cdot10\pi\cdot\frac{10000}{10K+30K}\cdot\frac{s}{(s+\omega_d)\cdot\left(s+\frac{1}{(R_1//R_2)\cdot C}\right)} =$$

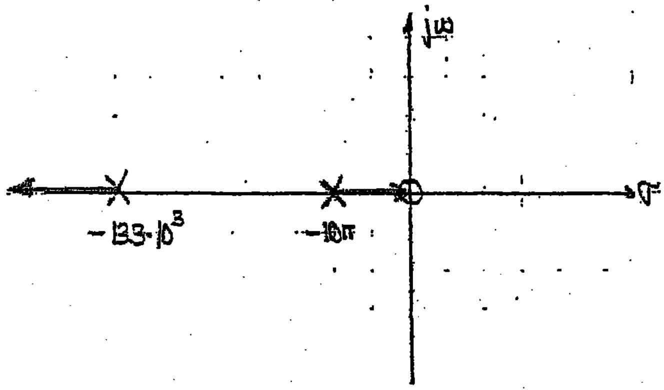
$$= \frac{1.57\cdot10^6\, s}{(s+\omega_d)\cdot\left(s+\frac{1}{(R_1//R_2)\cdot C}\right)}$$

Com que la constant (k) és positiva ⇒ realimentació negativa ⇒ ESTABLE

(c) Dibuixeu el Lloc Geomètric de les arrels (LGR).

$$T(s) = \frac{1.57 \cdot 10^6 s}{(s+10\pi)\cdot\left(s+\frac{1}{\frac{10k\Omega \cdot 30k\Omega}{10k\Omega+30k\Omega}\cdot 10\cdot 10^{-9}F}\right)}$$

$$T(s) = \frac{1.57 \cdot 10^6 s}{(s+10\pi)\cdot(s+13.3\cdot 10^3)}$$

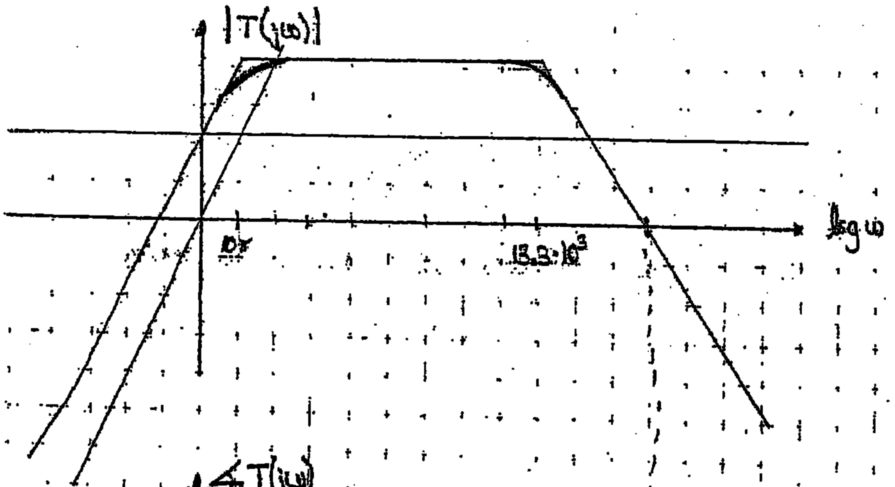


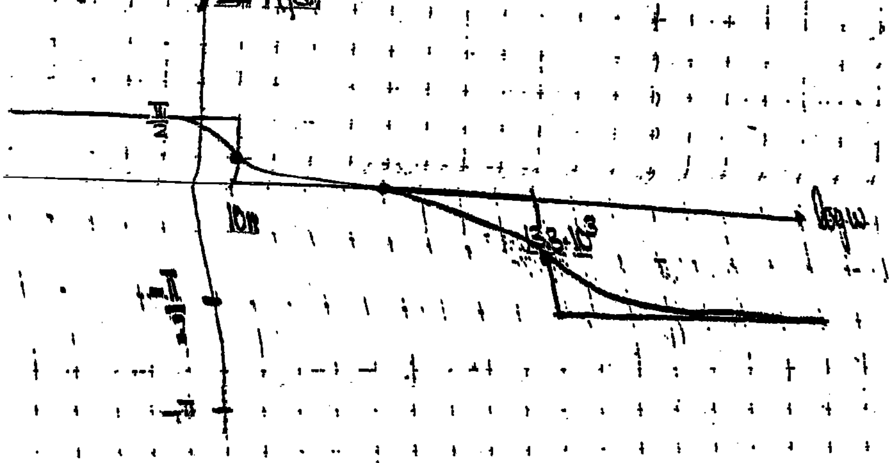
$\theta = 0°,\ 90-180°$

(d) Dibuixeu el diagrama de Bode (mòdul i fase) de T(s).

$$T(s) = \frac{3.75\, s}{\left(\frac{s}{10\pi}+1\right)\cdot\left(\frac{s}{13.3\cdot 10^3}+1\right)}$$

$20 \log 3.75 = 11.47$ dB





NOTE BOOK

(e) A partir del resultat obtingut en l'apartat anterior, hi ha alguna freqüència en la que el circuit pugui ser inestable.

No, no hi ha cap freqüència que compleixi $\begin{cases} |T(\omega_x j)| = 0dB \\ \angle T(j\omega_x) = -180^\circ = -\pi \end{cases}$

(f) Donar l'expressió de la funció de transferència en llaç tancat $H(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)}$.

Guany en llaç tancat:

$$H(s) = \left.\frac{v_o(s)}{v_i(s)}\right|_{f(s)=\emptyset} = n(s) \cdot \frac{a_i(s)}{1 + a_i(s)\,m(s)} = n(s) \cdot \frac{a_i(s)}{1+T(s)}$$

$$H(s) = \frac{\frac{1}{R_1 C}}{\left(s + \frac{1}{(R_1//R_2)\cdot C}\right)} \cdot \frac{\frac{a_o\,\omega d}{s+\omega d}}{1 + \frac{1.57\cdot 10^6 s}{(s+\omega d)\cdot(s+13.3\cdot 10^3)}} =$$

$$= \frac{6.28\cdot 10^{10}}{(s+10\pi)\cdot(s+13.3\cdot 10^3) + 1.57\cdot 10^6 s} =$$

$$= \frac{6.28\cdot 10^{10}}{s^2 + 13.3\cdot 10^3 s + 10\pi s + 1.57\cdot 10^6 s + 4.18\cdot 10^5} =$$

$$= \frac{6.28\cdot 10^{10}}{s^2 + 1.58\cdot 10^6 s + 4.18\cdot 10^5} = \frac{2\pi 10^{10}}{(s+1.58\cdot 10^6)\cdot(s+0.26)}$$

(g) Raonar a partir de la posició dels pols de H(s) en quins marges de freqüència el circuit es comporta com un integrador no inversor.

Per ser integrador: $H(s) = \frac{\text{constant}}{s}$, que correspon a una funció de transferència amb un únic pol, que fent el BODE seria amb pendent $-20\,dB/dec$.

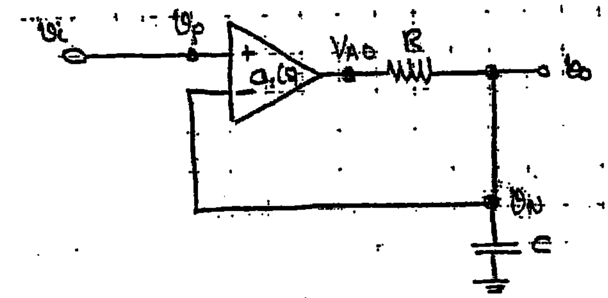
Si fem el BODE de la $H(s)$ del circuit, només entre $\omega = 0.26$ i $\omega = 1.58\cdot 10^6$ es manté aquest pendent.

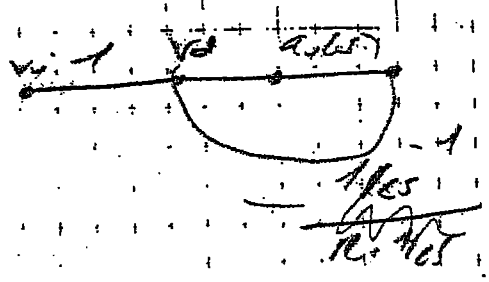
Per tant, el marge de freqüències és:

$$0.26 < \omega_x < 1.58\cdot 10^6 \xrightarrow{\frac{1}{2\pi}} 0.04\,Hz < f_x < 251\,kHz$$

[PROBLEMA 8 [1G]. En el circuit de la figura es desitja escollir un valor adequat de la resistència R per aconseguir un marge de fase de 45°. L'amplificador operacional utilitzat té el següent guany en llaç obert, $a_1(s)$:

$$a_1(s) = \frac{a_0\,\omega_1\,\omega_2}{(s+\omega_1)\cdot(s+\omega_2)} \quad i \quad a_0 = 10^5,\ \omega_1 = 10\ rad/s,\ \omega_2 = 10^8\ rad/s$$



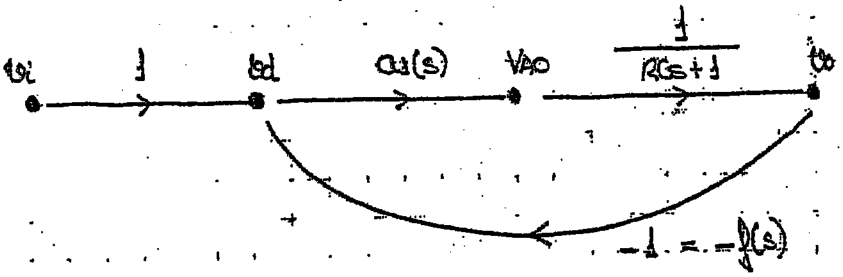


(a) Dibuixeu el diagrama de fluxe.

$$v_p = v_i \qquad KCL_{v_N}: \frac{V_{AO} - v_N}{R} = \frac{v_N}{\frac{1}{Cs}}$$

$$V_{AO} - v_N = RCs\,v_n \Rightarrow v_n = \frac{V_{AO}}{RCs+1} = v_o$$

$$V_{AO} = a_1(s)\cdot(v_p - v_N) \qquad V_{AO} = (RCs+1)\cdot v_o$$



(b) Escriure l'expressió del guany de llaç $T(s)$.

$$T(s) = a_1(s)\cdot\frac{1}{RCs+1} = \frac{a_0\,\omega_1\,\omega_2}{(s+\omega_1)\cdot(s+\omega_2)\cdot(RCs+1)}$$

$$T(s) = \frac{\frac{1}{RC}\,a_0\,\omega_1\,\omega_2}{(s+\omega_1)\cdot(s+\omega_2)\cdot\left(s+\frac{1}{RC}\right)}$$ que té realimentació negativa ($k>0$).

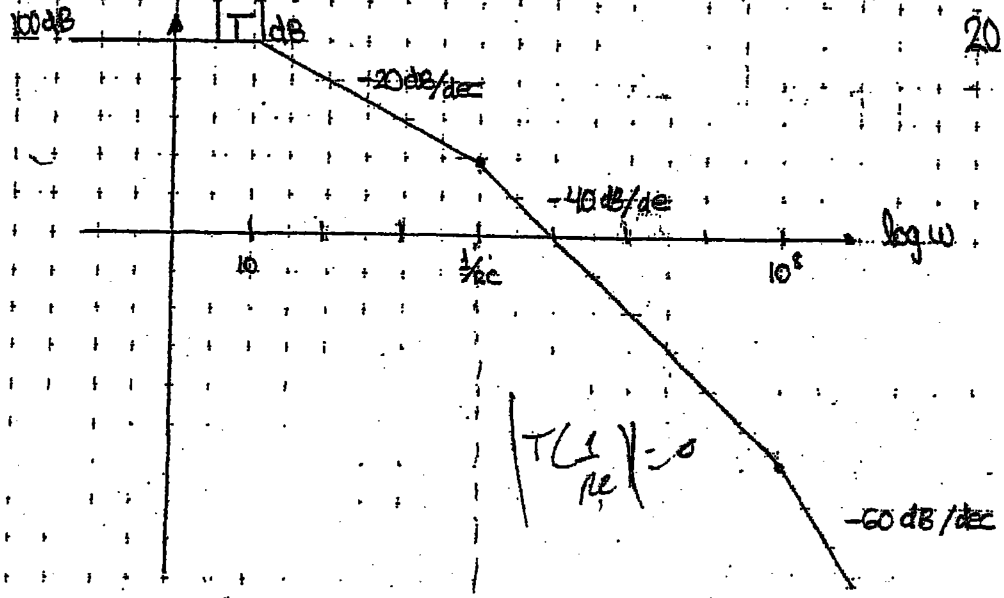
(c) Calcular el valor de R (si $C = 1nF$), per a que el circuit tingui un marge de fase de 45°. $\left(\omega_1 < \frac{1}{RC} < \omega_2\right)$.

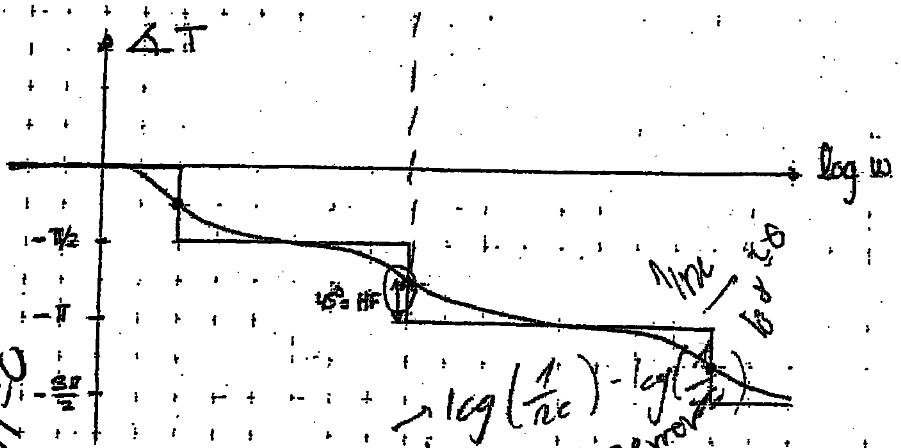
$\mathcal{H}_f = 45^\circ$

$$T(s) = \frac{a_0}{\left(1+\frac{s}{\omega_1}\right)\cdot\left(1+\frac{s}{\omega_2}\right)\cdot\left(\frac{s}{\frac{1}{RC}}+1\right)} = \frac{10^5}{\left(1+\frac{s}{10}\right)\cdot\left(1+\frac{s}{10^8}\right)\cdot\left(\frac{s}{\frac{1}{RC}}+1\right)}$$

$$\omega_1 < \frac{1}{RC} < \omega_2 \implies 10 < \frac{1}{RC} < 10^8$$

$20 \log 10^5 = 100\,dB$





$|T(1/RC)| = 0$

$\log\left(\frac{1}{RC}\right) - \log(\ldots)$ error

$$100\,dB - \frac{20\,dB}{dec}\left(\log \frac{\frac{1}{RC}}{10}\right) - 3dB = 0\,dB$$

$$\log \frac{\frac{1}{RC}}{10} = \frac{-97}{-20} = 4.85 \qquad \frac{1}{RC} = 10\cdot 10^{4.85} = 7.08\cdot 10^5$$

lo que he fet

$$\frac{1}{R} = 7.08\cdot 10^5 \cdot 1\cdot 10^{-9} = 0.71\cdot 10^{-3}$$

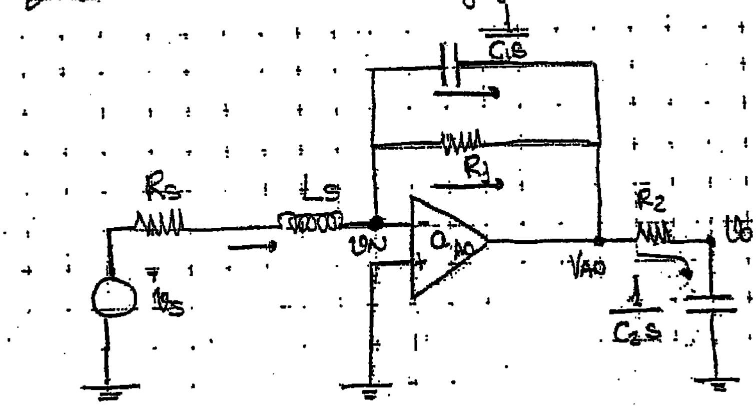
$$R = 1412.54\ \Omega \simeq 1k\Omega$$

(d) Trobar la funció de transferència del circuit $A(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)}$

$$A(s) = \frac{a_I(s)}{1+T(s)} = \frac{a_I(s)}{1+a_I(s)} = \frac{\frac{a_0\,\omega_1\,\omega_2}{(s+\omega_1)\cdot(s+\omega_2)}}{1+\frac{a_0\,\omega_1\,\omega_2}{(s+\omega_1)\cdot(s+\omega_2)}}$$

Examen Parcial 12/06/03

Donat el circuit de la figura:



$R_S = 100\,\Omega$

$R_1 = 900\,\Omega$, $R_2 = 10\,k\Omega$

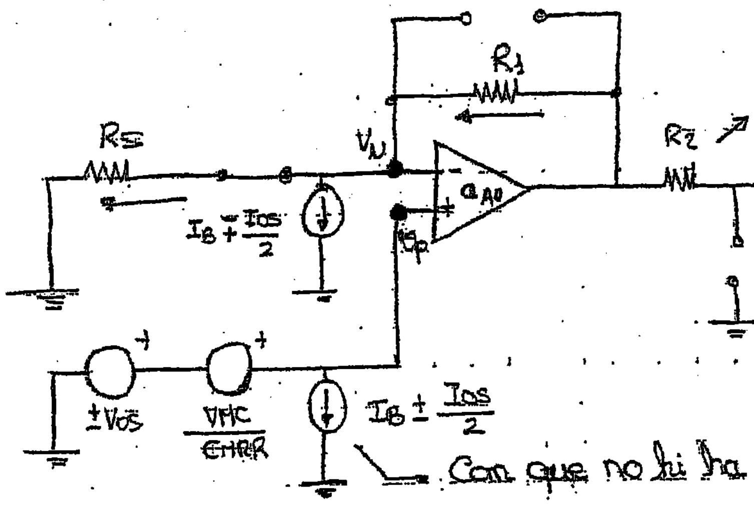
$C_1 = 111\,\mu F$, $C_2 = 2\,\mu F$

$L = 10\,mH$

Es demana:

(a) Amb $V_{os} = 10\,\mu V$, CMRR = 100 dB, $I_B = 200$ nA , $I_{os} = 50$ nA

v_o en continua? (Degut a l'error)



→ Superflua, no hi ha camí de corrent.

Com que no hi ha resistències, és com si no hi fos.

Com que en el circuit $v_P = 0 \Rightarrow V_{MC} = 0 \Rightarrow \frac{V_{MC}}{CMRR} = 0$

Llavors, $v_P = \pm V_{os} \Rightarrow v_N = \pm V_{os}$

KCL v_N: $\frac{v_o - (\pm V_{os})}{R_1} = \left(I_B \mp \frac{I_{os}}{2}\right) + \frac{\pm V_{os} - 0}{R_S}$

$$v_o = R_1\left(I_B \mp \frac{I_{os}}{2}\right) + \frac{R_1}{R_S}(\pm V_{os}) + (\pm V_{os})$$

$$v_{o,error} = \left(\frac{R_1}{R_S} + 1\right)(\pm V_{os}) + R_1\left(I_B \mp \frac{I_{os}}{2}\right)$$

$$v_{o,error_{max}} = \left(\frac{900\,\Omega}{100\,\Omega} + 1\right) \cdot 10 \cdot 10^{-6}\,V + 900\,\Omega \cdot \left(200 \cdot 10^{-9}\,A + 25 \cdot 10^{-9}\,A\right)$$

$v_{o,\,error_{màx}} = 0.3\,mV$

(b) Considerant l'Amplificador Operacional ideal, trobeu la funció de transferència del circuit: $H(s) = \frac{v_o(s)}{v_s(s)}$

Fem KCL a v_N i a v_o.

$$V_N \rightarrow \frac{v_s - V_N}{R_s + Ls} = \frac{v_N - V_{AO}}{\left(R_1 // (C_1 s)^{-1}\right)} = \frac{v_N - V_{AO}}{\frac{R_1/C_1 s}{R_1 + \frac{1}{C_1 s}}} = \frac{(R_1 C_1 s + 1)\cdot(v_N - V_{AO})}{R_1}$$

$$v_N - V_{AO} = \frac{R_1/C_1 s}{R_1 + \frac{1}{C_1 s}} \cdot \frac{v_s - v_N}{R_s + Ls} = \frac{R_1}{(R_1 C_1 s + 1)} \cdot \frac{v_s - v_N}{R_s + Ls}$$

$$v_P = 0 \Rightarrow v_N = 0 \Rightarrow V_{AO} = \frac{-R_1/C_1 s}{R_1 + \frac{1}{C_1 s}} \cdot \frac{v_s}{R_s + Ls}$$

$$V_o \rightarrow \frac{V_{AO} - v_o}{R_2} = \frac{v_o}{\frac{1}{C_2 s}} \Rightarrow V_{AO} = v_o \cdot (C_2 s R_2 + 1)$$

$$v_o = \frac{V_{AO}}{R_2 C_2 s + 1}$$

$$v_o = \frac{-R_1/C_1 s}{(R_2 C_2 s + 1)\cdot\left(R_1 + \frac{1}{C_1 s}\right)\cdot(R_s + Ls)}\, v_s$$

$$v_o = \frac{-R_1/R_s}{\left(\frac{s}{\frac{1}{R_2 C_2}} + 1\right)\cdot\left(\frac{s}{\frac{1}{R_1 C_1}} + 1\right)\cdot\left(\frac{s}{\frac{R_s}{L}} + 1\right)}\, v_s$$

$$H(s) = \frac{v_o}{v_s} = \frac{-R_1/R_s}{\left(\frac{s}{\frac{1}{R_2 C_2}} + 1\right)\cdot\left(\frac{s}{\frac{1}{R_1 C_1}} + 1\right)\cdot\left(\frac{s}{\frac{R_s}{L}} + 1\right)}$$

(c) Amb

$$a_{AO} = \frac{a_o \cdot 10^{10}}{(s+10)\cdot(s+10^4)\cdot(s+10^6)}$$

Calculeu a_o tal que el marge de fase sigui de 45°

$$v_d = v_P - v_N = -v_N \Rightarrow v_N = -v_d$$

$$\text{KCL } v_N: \quad \frac{v_S - v_N}{R_S + Ls} = \frac{v_N - V_{AO}}{R_1 // \frac{1}{C_1 s}}$$

$$v_O = V_{C_2} = V_{AO} \cdot \frac{1}{C_2 s} \cdot \frac{1}{R_2 + \frac{1}{C_2 s}} = \frac{V_{AO}}{R_2 C_2 s + 1}$$

$$\begin{tikzcd}
v_S \arrow[r, "n(s)"] & v_d \arrow[r, "a_{AO} = a(s)"] & V_{AO} \arrow[r, "\frac{1}{R_2C_2s+1}"] \arrow[l, bend left, "-f(s)"] & v_O
\end{tikzcd}$$

$$R_1 // \frac{1}{C_1 s} = \frac{\frac{R_1}{C_1 s}}{R_1 + \frac{1}{C_1 s}} = \frac{R_1}{R_1 C_1 s + 1}$$

$$(v_S - v_N) \cdot R_1 = (v_N - V_{AO}) \cdot (R_S + Ls) \cdot (R_1 C_1 s + 1)$$

$$R_1 v_S = \left[R_1 + (R_1 C_1 s + 1) \cdot (R_S + Ls) \right] v_N - \left[(R_1 C_1 s + 1) \cdot (R_S + Ls) \right] V_{AO}$$

$$R_1 + (R_1 C_1 s + 1) \cdot (R_S + Ls) = 900 + (900 \cdot 111 \cdot 10^{-6} s + 1) \cdot (100 + 10 \cdot 10^{-3} s) =$$

$$= 900 + (0.1 s + 1) \cdot (100 + 0.01 s) = 900 + 10s + 0.001 s^2 + 100 + 0.01 s =$$

$$= 0.001 s^2 + 10 s + 1000$$

$$0.001 s^2 + 10 s + 1000 = 0 \Rightarrow s = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = \begin{cases} s \simeq -100 \\ s \simeq -10^4 \end{cases}$$

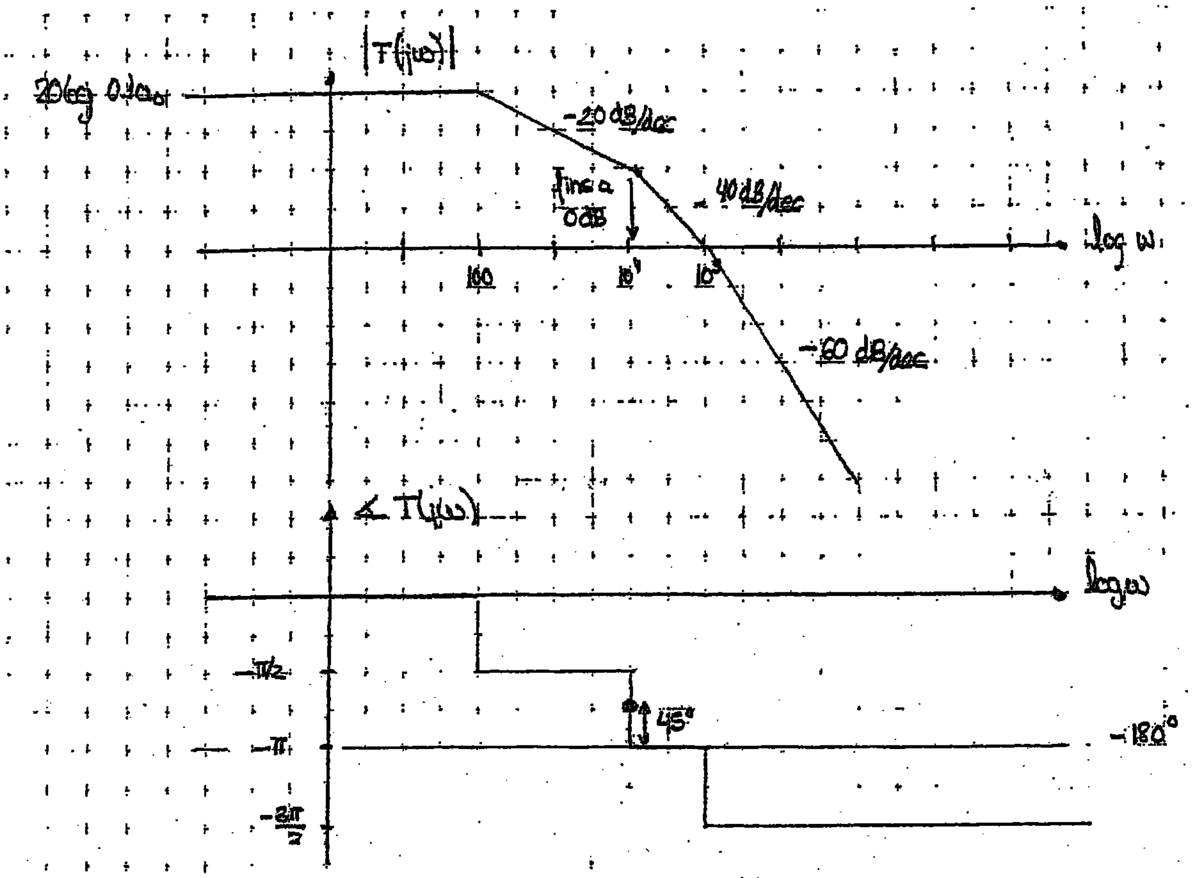
$$900 v_S = 10^{-3} \cdot (s + 100) \cdot (s + 10^4) (-v_d) - \left[(0.1 s + 1) \cdot (100 + 10^{-2} s) \right] V_{AO}$$

$$v_d = \underbrace{\frac{-900}{10^{-3} \cdot (s+100) \cdot (s + 10^4)}}_{n(s)} v_S - \underbrace{\frac{(0.1s+1) \cdot (100 + 10^{-2} s)}{10^{-3} \cdot (s+100) \cdot (s+10^4)}}_{f(s)} V_{AO}$$

$$T(s) = a_{AO} \cdot f(s) = \frac{a_0}{\cancel{\left(\frac{s}{10}+1\right)} \cdot \left(\frac{s}{10^4}+1\right) \cdot \left(\frac{s}{10^5}+1\right)} \cdot \frac{\cancel{\left(\frac{s}{10}+1\right)} \cdot \cancel{\left(\frac{10^{-2}s}{100}+1\right)} \cdot 100}{10^{-3} \cdot \frac{(s+100)}{100} \cdot \cancel{\frac{(s+10^4)}{10^4}} \cdot 10^6} =$$

$$= \frac{0.1 a_0}{\left(\frac{s}{100}+1\right) \cdot \left(\frac{s}{10^4}+1\right) \cdot \left(\frac{s}{10^5}+1\right)}$$

NOTE BOOK



$$20\log(0.1a_0) - 20\frac{dB}{dec}\log\left(\frac{10^4}{10^2}\right) - 3dB = 0$$

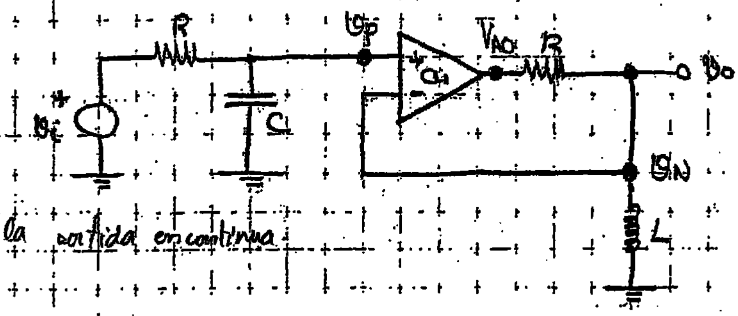
$$20\log(0.1a_0) - 40dB - 3dB = 0 \Rightarrow 0.1a_0 = 10^{\frac{43}{20}} = 141.25$$

$$a_0 = \frac{141.25}{0.1} = 1412$$

$$v_o = a\cdot v_d = a\cdot\left(\frac{1/Cs}{1/Cs+R}v_i - v_o\right)$$

Examen 25/06/01

Donat el circuit de la figura:



$$a_1 = \frac{a_0\,\omega_1\omega_2\omega_3}{(s+\omega_1)\cdot(s+\omega_2)\cdot(s+\omega_3)}$$

$\omega_1 = 1$, $\omega_2 = 10^2$, $\omega_3 = 10^7$

$R = 100\Omega$ $C = 1\mu F$ $L = 1mH$

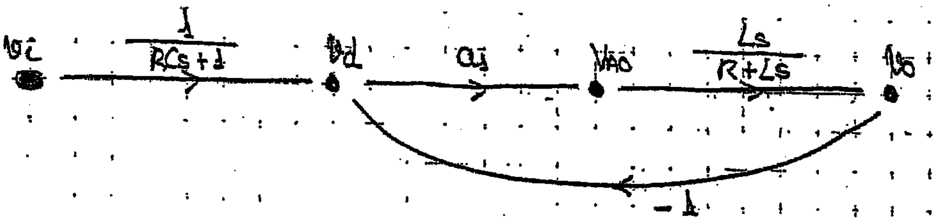
a) Errors de la sortida en contínua.

(a) Trobeu el diagrama de flux i calculeu T(s).

$$v_N = v_o \qquad V_{AO} = a_1\cdot v_d = (v_p - v_N)a_1 = a_1\cdot(v_p - v_o)$$

$$v_p = v_i\cdot\frac{1/Cs}{R+\frac{1}{Cs}} = \frac{v_i}{RCs+1}$$

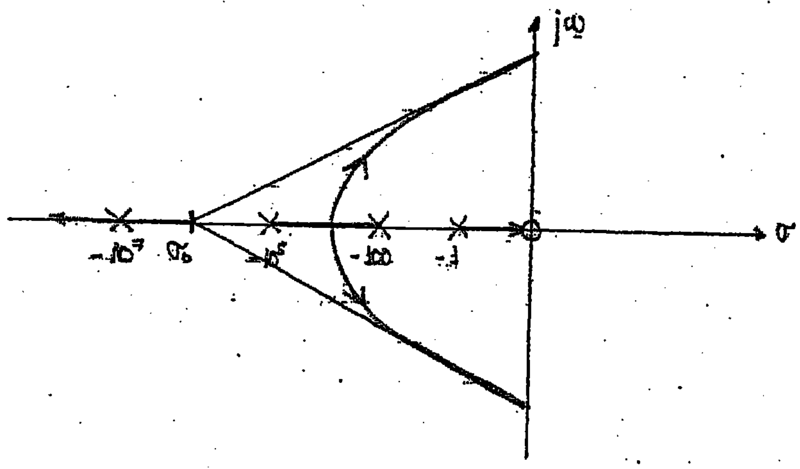
$$v_o = v_N = V_{AO}\cdot\frac{Ls}{R+Ls} \qquad v_d = \left(\frac{1}{RCs+1}v_i - v_o\right)$$



$$T(s) = a_1 \cdot \frac{Ls}{R+Ls} = \frac{a_0}{(s+1)\cdot\left(\frac{s}{100}+1\right)\cdot\left(\frac{s}{10^7}+1\right)} \cdot \frac{1\cdot 10^{-3} s}{100+1\cdot 10^{-3} s} =$$

$$= \frac{a_0}{\left(\frac{s}{1}+1\right)\cdot\left(\frac{s}{100}+1\right)\cdot\left(\frac{s}{10^7}+1\right)} \cdot \frac{10^{-5} s}{\left(\frac{s}{10^5}+1\right)}$$

(b) Dibuixeu el lloc geomètric de les arrels; calculeu les fites de a_0 per fer el circuit estable:



Angle:

$$\frac{-(1+2a)\pi}{n-m} = \frac{-(1+2a)\pi}{3} \quad -\pi/3,\ \pi,\ +\pi/3$$

$$\sigma_0 = \frac{\Sigma p - \Sigma z}{n-m} = \frac{-1-100-10^5-10^7}{3}$$

$$\sigma_0 = -3.36\cdot 10^6$$

$$T(s) = -1 = \frac{a_0\, 10^9 s}{(s+1)\cdot(s+100)\cdot(s+10^7)\cdot(s+10^5)}$$

$$-a_0 10^9 s = [(s+1)\cdot(s+100)]\cdot[(s+10^7)\cdot(s+10^5)]$$

$$-a_0 10^9 s = [s^2+100s+s+100]\cdot[s^2+10^5 s+10^7 s+10^{12}]$$

$$-a_0 10^9 s = [s^2+101s+100]\cdot[s^2+1.01\cdot 10^7 s+10^{12}]$$

$$-a_0 10^9 s = s^4+1.01\cdot 10^7 s^3+10^{12}s^2+101 s^3+1.02\cdot 10^9 s^2+1.01\cdot 10^{14} s+100 s^2+1.01\cdot 10^9 s+10^{14}$$

$$-a_0 10^9 s = s^4+1.01\cdot 10^7 s^3+10^{12} s^2+10^{14} s+10^{14}$$

$$s^4+10^7 s^3+10^{12} s^2+(10^{14}+a_0 10^9)s+10^{14}=0$$

s^4	1	10^{12}	10^{14}	0
s^3	10^7	$(10^{14}+10^9 a_0)$	0	0
s^2	$\frac{10^{19}-10^{14}-10^9 a_0}{10^7}$	10^{14}	0	0
s^1				
s^0				

NOTE BOOK

$$s_1 \longrightarrow \frac{(10^{12}-10^{2}a_0)\cdot(10^{14}+10^{9}a_0)}{10^{12}-10^{2}a_0}$$

s^4	1	10^{12}	10^{14}	0
s^3	10^{7}	$(10^{14}+10^{9}a_0)$	0	0
s^2	$10^{12}-10^{2}a_0$	10^{14}	0	
s^1	$\frac{(10^{12}-10^{2}a_0)\cdot(10^{14}+10^{9}a_0)}{10^{12}-10^{2}a_0}$	0		
s^0	10^{14}			

$$10^{12}-10^{2}a_0 > 0 \Rightarrow 10^{10} > a_0$$

$$(10^{12}-10^{2}a_0)\cdot(10^{14}+10^{9}a_0) > 0$$

$$10^{26}+10^{21}a_0-\cancel{10^{16}a_0}-10^{11}a_0^2 > 0$$

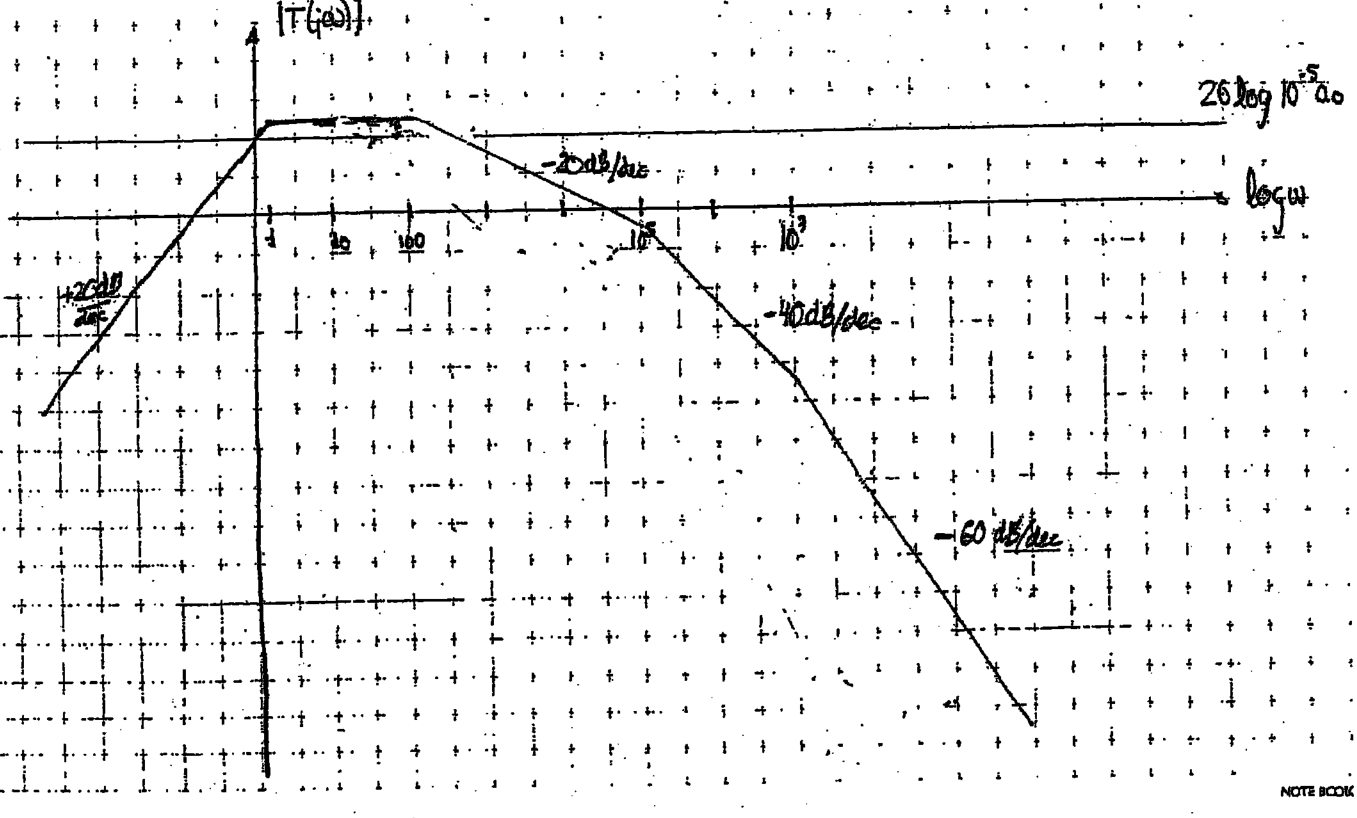
$$10^{11}a_0^2 - 10^{21}a_0 - 10^{26} \leq 0$$

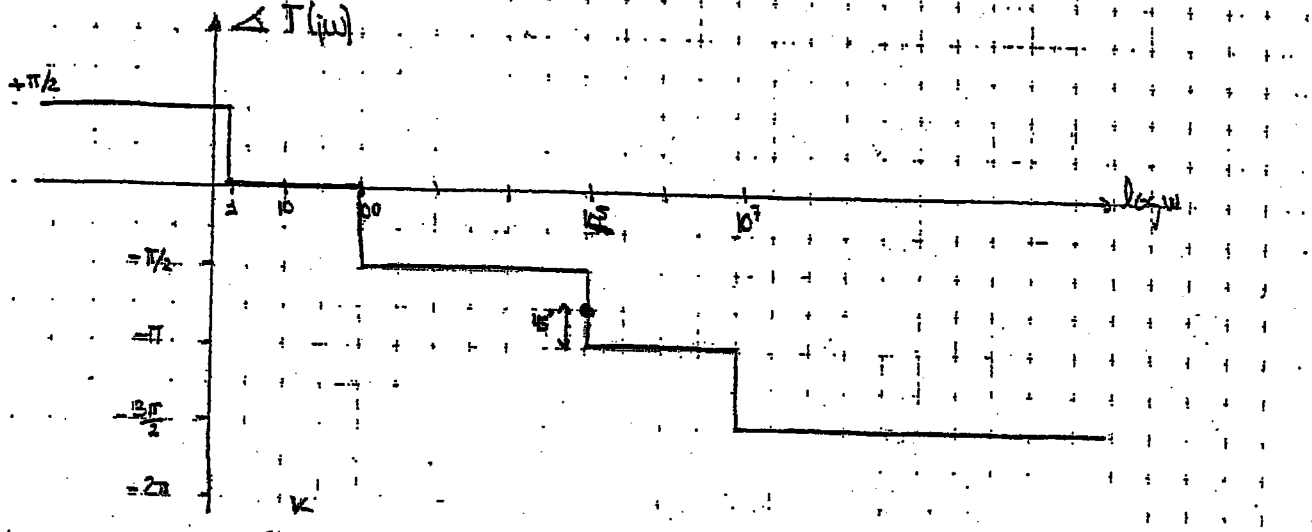
$$a_0 \Rightarrow \quad -100000 < a_0 < 10^{10} \quad \Rightarrow \text{Però } a_0 > 0$$

Per tant, $0 < a_0 < 10^{10} \Rightarrow$ circuit estable.

$$a_0 = 10^{10} \equiv a_{0\,osc}.$$

(c) Dibuixeu el diagrama de Bode de $T(s)$ i calculeu a_0 tal que $MF = 45°$.





$$20\log(10^{-5}a_0) - \frac{20\,dB}{dec}\log\frac{10^5}{10^2} - 3dB = 0$$

$$20\log a_0 - 100 - 60 - 3 = 0 \Rightarrow \log a_0 = \frac{163}{20} \qquad a_0 = 10^{\frac{163}{20}}$$

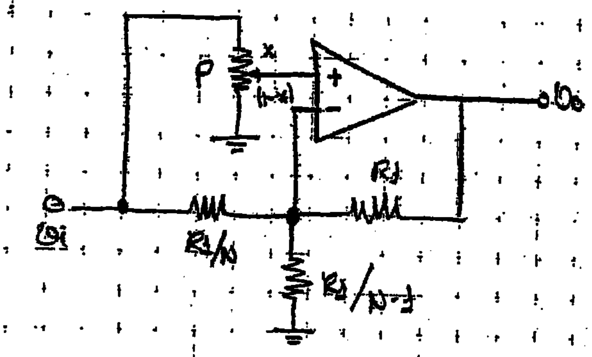
$$a_0 = 1.41\cdot 10^{8}$$

(d) Determineu la funció de transferència en llaç tancat.

$$A(s) = \frac{a_1\,\frac{Ls}{R+Ls}}{1 + a_1\frac{Ls}{R+Ls}} = \frac{\frac{a_0 10^9 s}{(s+1)\cdot(s+100)\cdot(s+10^5)\cdot(s+10^7)}}{1+\frac{a_0 10^9 s}{(s+1)\cdot(s+100)\cdot(s+10^5)\cdot(s+10^7)}}$$

$$H(s) = \frac{1}{RCs+1}\cdot\frac{\frac{a_0 10^9 s}{(s+1)\cdot(s+100)\cdot(s+10^5)\cdot(s+10^7)}}{1+\frac{a_0 10^9 s}{(s+1)\cdot(s+100)\cdot(s+10^5)\cdot(s+10^7)}}$$

PROBLEMA 2 [1]. El guany de tensió del circuit de la figura depèn de la posició x del cursor del potenciòmetre P. Si es considera l'amplificador operacional ideal, obtenir:



(a) Guany de tensió $G = \frac{v_o}{v_i}$ per $x = 0$.

Per $x = 1$; tot P

$$v_p = v_i \cdot \frac{(1-x)}{x + 1 - x} = v_i \cdot (1-x) = v_N$$

$$\frac{v_i - v_i(1-x)}{\frac{R_1}{N}} + \frac{v_o - v_i(1-x)}{R_1} = \frac{v_i(1-x)}{\frac{R_1}{N-1}}$$

$$Nx\,v_i + v_o - v_i + x v_i = [N-1] \cdot v_i\,(1-x)$$

$$v_o = -Nx\,v_i + v_i - x v_i + [N-1] \cdot [v_i - x v_i]$$

$$v_o = -Nx v_i + \cancel{v_i} - \cancel{x v_i} + N v_i - Nx v_i - \cancel{v_i} + \cancel{x v_i}$$

$$v_o = N v_i - 2Nx v_i = N \cdot [1-2x]\, v_i$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = N \cdot (1-2x)$$

Si $G = N \cdot (1-2x)$ i $x = 0 \Rightarrow G = N$

(b) Guany de tensió $G = \frac{v_o}{v_i}$, si $x = 1$.

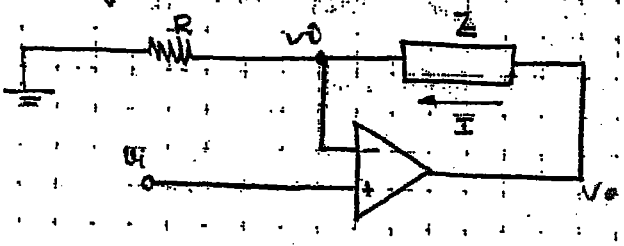
$x = 1 \Rightarrow G = -N$.

(c) Valor de x per aconseguir $v_o = 0$

Si $v_o = 0 \Rightarrow G = \frac{v_o}{v_i} = 0$

$0 = N \cdot (1-2x) \Rightarrow 1 - 2x = 0 \Rightarrow 1 = 2x \Rightarrow \underline{\underline{x = 0.5}}$

PROBLEMA 9 [6]. Sigui el següent circuit on s'utilitza un amplificador operacional amb els següents paràmetres:



$V_{os} = 1mV$ $I_B = 10nA$ $I_{os} = 1nA$

$R = 1k\Omega$ i $v_i = 10V$.

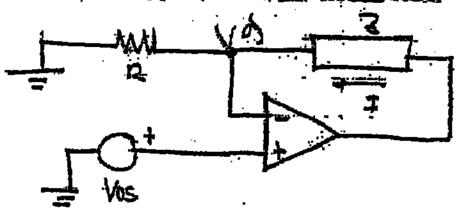
$\frac{V_i}{R} = \frac{V_o - V_i}{R}$

(a) Considerant l'amplificador operacional com ideal, calcular el corrent I.

$v_p = v_i = 10 = v_N$

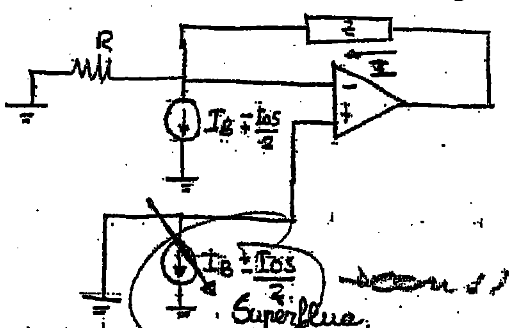
$$\frac{v_o - v_N}{Z} = \frac{v_N}{R} = I = \frac{10V}{1000\Omega} = \underline{10\,mA}$$

(b) Trobar l'error en I associat a Vos.



$$I = \frac{V_{os}}{1000\Omega} = \underline{1\,\mu A}$$

(c) Trobar l'error associat a I_B i I_{os}.



$v_p = 0 = v_N$

$$I\Big|_{I_B, I_{os}} = I_B \pm \frac{I_{os}}{2} = 10nA + 0.5nA = \underline{10.5\,nA}$$

(d) Calcular l'error total en el pitjor cas i expressar-lo com a error relatiu.

$$\text{Error total}_{max} = 1\mu A + 10.5nA = \underline{1.01\,\mu A}$$

$$\text{Error relatiu} = \frac{1.01\,\mu A}{10\,mA} = 0.1 \cdot 10^{-3} = \underline{0.01\%}$$

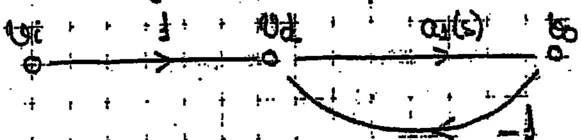
NOTE BOOK

PROBLEMA 1 [T1] El circuit de la figura és un seguidor de tensió. L'amplificador operacional utilitzat té les següents característiques: $V_{CC} = 15V$, $V_{SAT} = \pm 13V$,

$$a_1(s) = \frac{a_0}{1 + \frac{s}{\omega_A}} \quad ; \quad a_0 = 10^5,\ \omega_A = 2\pi 10 \text{ rad/s} \ \text{ i } SR = 0.5 V/\mu s.$$

$$v_o = a_1 \cdot v_d$$
$$= a_1 \cdot (v_p - v_N) = a_1 (v_i - v_o)$$

(a) Calcular la funció de transferència del circuit realimentat i l'ample de banda.



$$H(s) = \frac{\frac{a_0}{1+\frac{s}{\omega_a}}}{1 + \frac{a_0}{1+\frac{s}{\omega_a}}} = \frac{a_0 / 1+\frac{s}{\omega_a}}{\frac{1+\frac{s}{\omega_a}+a_0}{1+\frac{s}{\omega_a}}} = \frac{a_0}{1+\frac{s}{\omega_a}+a_0} =$$

$$H(s) = \frac{\frac{a_0}{1+a_0}}{1+\frac{s}{\omega_a(1+a_0)}}$$

$$BW = \omega_a(1+a_0) = 2\pi 10 \cdot (1+10^5) = 6.28 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

$$BW_{[Hz]} = \frac{6.28 \cdot 10^6 \text{ rad/s}}{2\pi \text{ rad}} = 1 MHz$$

(b) Quina és la màxima senyal (amplitud) d'una sinusoide, v_i, per no distorsionar el senyal de sortida v_o si la freqüència del senyal és 10KHz?

$$10 KHz \longrightarrow \times 2\pi \text{ rad} \Rightarrow 6.28 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$$

$$H(s) = \frac{\frac{10^5}{1+10^5}}{1+\frac{s}{\omega_a(1+a_0)}} = \frac{1}{1+\frac{s}{6.28 \cdot 10^6 \text{ rad/s}}}$$

$$SR = \left.\frac{dv_o}{dt}\right|_{max} = 0.5 V/\mu s$$

$$\text{Si } v_i = A \cdot \sin 6.28 \cdot 10^4 t \Rightarrow v_{o_{max}} = V_{OM} \sin 6.28 \cdot 10^4 t$$

$$\frac{dv_o(t)_{max}}{dt} = V_{OM}\, \omega \cos 6.28 \cdot 10^4 t$$

$V_{OH} \cdot \omega \leq SR$, $V_{OH} \leq \frac{0.5 \cdot 10^{6}}{6.28 \cdot 10^{4}} = \underline{\underline{7.96\,V}}$

I com que, a aquesta freqüència de treball: $v_o = v_i$

$v_{i\,max} = \underline{\underline{7.96V}}$

(c) Trobar l'expressió de la tensió de sortida $v_o(t)$ si l'entrada és un senyal graó d'amplitud 1V. Quin és el temps de pujada del senyal de sortida (del 10 al 90% del seu valor final?

$$u(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} \frac{1}{s}$$

$$v_o(s) = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_a \cdot (1+a_o)}} \cdot \frac{a_o}{1+a_o} = \frac{\frac{a_o}{1+a_o}\,\omega_a(1+a_o)}{s \cdot (s + \omega_a(1+a_o))} =$$

$$= \frac{\lambda_1}{s} + \frac{\lambda_2}{s + \omega_a(1+a_o)}$$

$$\lambda_1 = \left. \frac{\frac{a_o}{1+a_o}\,\omega_a(1+a_o)}{s+\omega_a(1+a_o)} \right|_{s=0} = \frac{a_o}{1+a_o}$$

$$\lambda_2 = \left. \frac{\frac{a_o}{1+a_o}\,\omega_a(1+a_o)}{s} \right|_{s=-\omega_a(1+a_o)} = \frac{a_o}{1+a_o}$$

$$v_o(s) = \frac{\frac{a_o}{1+a_o}}{s} + \frac{\frac{a_o}{1+a_o}}{s + (\omega_a \cdot (1+a_o))} \xrightarrow{\mathcal{L}^{-1}} \frac{a_o}{1+a_o} \cdot \left(1 - e^{-\omega_a(1+a_o)t}\right) u(t)$$

$$\omega_t = \frac{a_o\,\omega_a}{1+a_o} = \frac{10^5}{10^5} \cdot \left(\omega_a \cdot (1+a_o)\right) = \frac{10^5}{10^5} \cdot 6.28 \cdot 10^6 = 6.28 \cdot 10^6$$

$$f_t = \frac{\omega_t}{2\pi} = \frac{6.28 \cdot 10^6}{2\pi} = 10^5$$

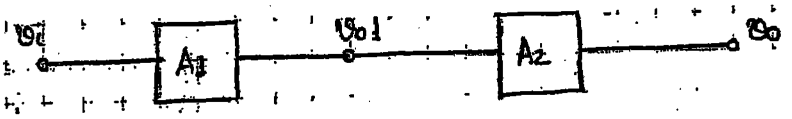
$$t_p = \frac{0.35}{f_t} = \frac{0.35}{10^5} = \underline{\underline{0.35\,\mu s}}$$

NOTE BOOK

Problema 2 [8]. El sistema de la figura està format per dues etapes amplificadores A_1 i A_2 de guanys $G_1 = 20$ i $G_2 = 10$, realitzades amb configuracions no inversores simples, amb els respectius amplificadors operacionals. Els amplificadors operacionals utilitzats en cada etapa es caracteritzen per (SR: slew-rate, V_{SAT}: tensió de saturació).

Etapa A_1: $SR = 1\ V/\mu s$; $V_{SAT} = \pm 13V$.

Etapa A_2: $SR = 4\ V/\mu s$; $V_{SAT} = \pm 13V$.



(a) Calculeu la màxima amplitud de la tensió d'entrada per la que la sortida no estigui distorsionada si la entrada és un senyal sinusoïdal de freqüència 50 kHz.

$$50\ kHz \cdot \frac{2\pi\ rad/s}{1\ Hz} = \boxed{3.14 \cdot 10^5\ rad/s}$$

$$v_i = V_{iM} \sin 3.14 \cdot 10^5 t \Rightarrow v_{o1} = V_{oM1} \sin 3.14 \cdot 10^5 t$$

$$v_o = V_{oM} \sin 3.14 \cdot 10^5 t$$

$$SR = \left.\frac{dv_o(t)}{dt}\right|_{màx}$$

per tal q no es distorsioni

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = V_{oM}\, 3.14 \cdot 10^5 t \cos 3.14 \cdot 10^5 t \Rightarrow V_{oM} \cdot 3.14 \cdot 10^5 \leq 4 \cdot 10^6$$

$$V_{oM} \leq \frac{4 \cdot 10^6}{3.14 \cdot 10^5} = 12.74\ V$$

Com que el guany és 10 $\Rightarrow v_{o1} \leq 1.28 \sin 3.14 \cdot 10^5 t$.

$$v_{o1M} \leq \frac{1 \cdot 10^6}{3.14 \cdot 10^5 t} = 3.18V$$

Per tant, com que el guany de A_1 és 20:

$$v_i \leq \frac{1.28}{20} \sin 3.14 \cdot 10^5 t = 64 \cdot 10^{-3} \sin 3.14 \cdot 10^5 t$$

$$\Rightarrow \underline{64\ mV}$$

(b). Trobar la màxima freqüència possible del senyal sinusoidal d'entrada perquè no existeixi distorsió a la sortida, sabent que l'amplitud del senyal d'entrada és de 50 mV.

$$50\text{ mV} \longrightarrow \times 20 \longrightarrow 1\text{V} \longrightarrow \times 10 \longrightarrow 10\text{V}$$

$$10\text{V} \cdot \omega_{màx} \leq 4 \cdot 10^6$$

$$\omega_{màx} \leq \frac{4 \cdot 10^6}{10} = 4 \cdot 10^5 \text{ rad/s}$$

$$1\text{V} \cdot \omega_{màx} \leq 1 \cdot 10^6$$

$$\omega_{màx} \leq 1 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

Llavors: $\omega_{màx} = 4 \cdot 10^5 \text{ rad/s} \Rightarrow f_{màx} = \frac{4 \cdot 10^5 \text{ rad/s}}{2\pi} = \underline{\underline{63.6 \text{ KHz}}}$.

(c) Calculeu el màxim valor que hauria de tenir el guany de la segona etapa perquè treballant amb un senyal de freqüència la màxima posible d'acord amb les característiques de la primera etapa, no hi hagi distorsió en el senyal de sortida.

$$\omega_{màx\,1} = 1 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

$$Amp_1 = 1\text{V}$$

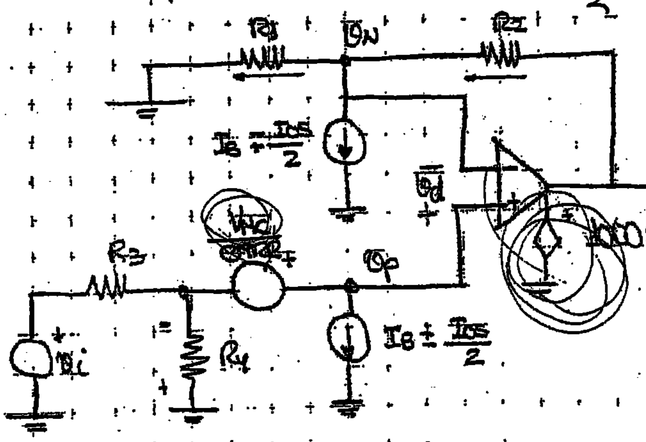
$$Amp_2 \cdot 1 \cdot 10^6 \leq 4 \cdot 10^6 \quad Amp_2 \leq \frac{4 \cdot 10^6}{1 \cdot 10^6} = 4\text{V}$$

Llavors, el guany màxim és: $G_2 = \frac{Amp_2}{Amp_1} = \underline{\underline{4}}$

$G = \frac{v_o}{v_i} = 3$

b) Considerant el guany en llaç obert de l'amplificador operacional (a_0) i els errors a l'entrada (I_b, I_{os}, CMRR), trobar la tensió de sortida del circuit (v_o). Quin error relatiu es comet en el guany del circuit respecte l'apartat anterior?

Busquem V_{MC} i $V_{MC} = \frac{v_p + v_N}{2} = \{ccv\} = v_p = \frac{1}{2} v_i$



CMRR = 10

Considerant l'AO no ideal $a_0 = 1000$.

$v_p = \frac{v_i}{2}$ $\quad \frac{v_o - v_n}{R_2} = \frac{v_n}{R_1} \Rightarrow v_n = \frac{v_o}{6}$

$v_d = \left(\frac{v_i}{2} - \frac{v_o}{6}\right)$

$v_o = 1000 v_d = 500 v_i - 167{,}66\, v_o$

$v_o = 2{,}98\, v_i$

$v_o(v_i) = \cancel{3 v_i}\ 2.98\, v_i$

$v_o(CMRR)$? R_3, R_4 supèrflues.

$v_p = \frac{V_{MC}}{CMRR} = \frac{\frac{1}{2}}{10} v_i = \frac{1}{20} v_i$

$v_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o = \frac{1}{6} v_o$

$v_o = 1000 \left(\frac{1}{20} v_i - \frac{1}{6} v_o\right) = 50 v_i - 167 v_o$

$v_o(CMRR) = 0.3\, v_i$ (amb $v_i = 1V \Rightarrow v_{o_{CMRR}} = 0.3$)

$v_o(I_b, I_{os})$?

$R_3 /\!/ R_4 = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} = 500\,\Omega$

$v_p = -500 \cdot \left(I_b \pm \frac{I_{os}}{2}\right) = v_N$

KCL v_N: $\frac{v_o - v_N}{R_2} = \frac{v_N}{R_1} + \left(I_b \mp \frac{I_{os}}{2}\right)$

$v_o - v_N = \frac{R_2}{R_1} v_N + R_2 \left(I_b \mp \frac{I_{os}}{2}\right)$

UNITAT 3. APLICACIONS LINEALS AMB AMPLIFICADORS OPERACIONALS

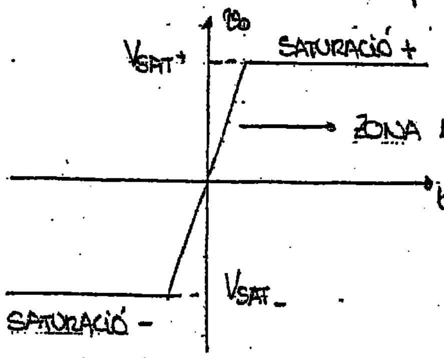
• INTRODUCCIÓ:

▸ Sistema lineal:

$$a x_1 + b x_2 \longrightarrow \boxed{S[\ ]} \longrightarrow S[a x_1 + b x_2] = a\,S[x_1] + b\,S[x_2]$$

on a, b = constants i x_1, x_2 = variables

▸ Característica de transferència entrada/sortida de l'Amplificador Operacional.



⟶ ZONA LINEAL ⇒ $v_o = a_{AO} \cdot v_d$

(Realimentat negativament: realimentació per l'entrada ~~no~~ inversora.)

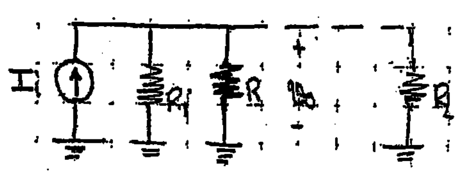
● En SATURACIÓ: l'amplificador operacional no està realimentat, o bé està realimentat per l'entrada no inversora.

▸ Tipus d'amplificadors:

entrada	sortida	tipus
V	V	Amplificador de tensió (diferencial).
I	I	Amplificador de corrent
I	V	Amplificador de transimpedància o convertidor I/V $\text{Guany} = \frac{V}{I} = R$
V	I	Amplificador de transconductància o convertidor V/I $\text{Guany} = \frac{I}{V} = R^{-1}$

• CONVERTIDORS CORRENT-TENSIÓ (I-V)

▸ Convertidor I-V més elemental: Resistència.



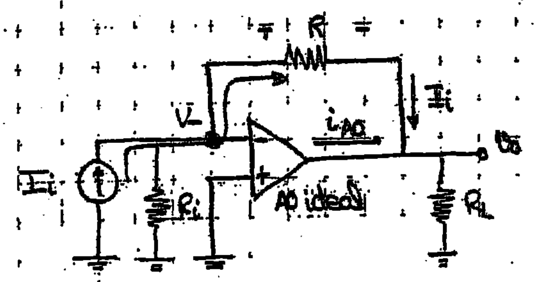
$v_o = R \cdot I$ on R = Guany.

Però, si considerem els efectes de càrrega:

$$v_o = I \cdot \underbrace{\frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_L}}}_{\text{Resistència paral·lel} < R} < R \cdot I$$

Si aconseguim: $R_i \gg R$, $R_L \gg R$ $\Rightarrow$ $v_o \cong R \cdot I$

▸ Convertidor I-V amb un Amplificador Operacional:



KCL₁ v_-: $\quad I = \dfrac{-v_d}{R_i} + \dfrac{-v_d - v_o}{R}$ $\quad$ on $v_d = v_p - v_N = 0 - v_N$

$$v_N = -v_d$$

Si AO ideal $\Rightarrow v_d = 0 \Rightarrow v_p = v_N = 0 \Rightarrow R_i$ curtcircuitada $\Rightarrow R_i$ supèrflua.

$$v_o = -R \cdot I \quad \text{on } R \equiv \text{Guany (o sensibilitat)}$$

KCL₂ v_o: $\quad \dfrac{v_o}{R_L} = i_{AO} + I \Rightarrow v_o = R_L \cdot (i_{AO} + I) = -R \cdot I$

Llavors, si $R_L \to 0 \Rightarrow I_{AO} \to \pm\infty$

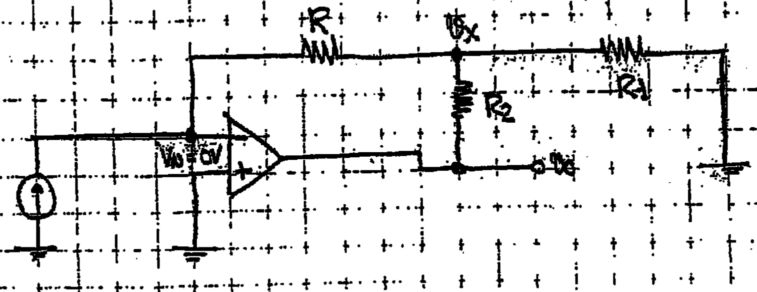
però i_{AO} està limitat:

$$v_o = R_{L\,min} \cdot (I_{AO\,max} + I) = -R \cdot I$$

$$R_{L\,min} = \frac{v_o}{I_{AO\,max} + I}$$

Els valors habituals de R són: $0 \ldots 10\,M\Omega = 0 \ldots 10^7\,\Omega$

▸ Convertidor I-V de guany elevat:



$$KCL_{v_N}: \quad I = \frac{0 - v_x}{R} \Rightarrow v_x = -R \cdot I$$

$$KCL_{v_x}: \quad \frac{0 - v_x}{R} = \frac{v_x - v_o}{R_2} + \frac{v_x}{R_1}$$

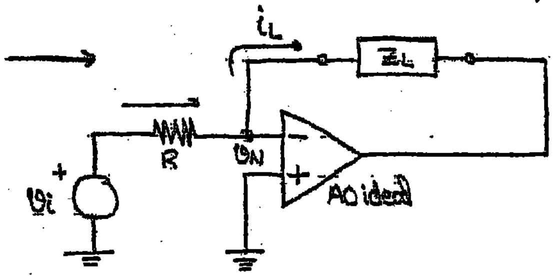
$$\Downarrow$$

$$I = -RI\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) - \frac{v_o}{R_2} \Rightarrow v_o = -R_2 \cdot \underbrace{\left[1 + R\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)\right]}_{\text{guany}} \cdot I$$

$$\text{Guany} = \underbrace{R_2 + R}_{\text{Està limitat a } 10\,M\Omega} + \underbrace{R_2 \frac{R}{R_1}}_{\text{Està limitat a } \frac{(10\,M\Omega)^2}{100} \approx 10^{12}} \quad ¿?$$

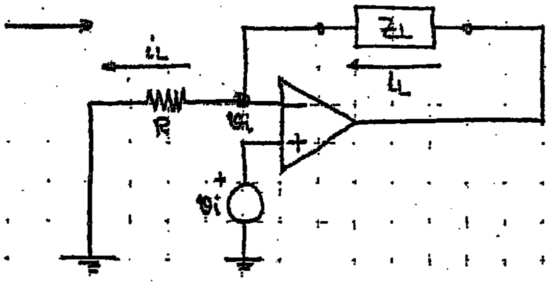
• CONVERTIDORS TENSIÓ CORRENT (V-I)

▸ Càrrega no referida a massa (flotant):



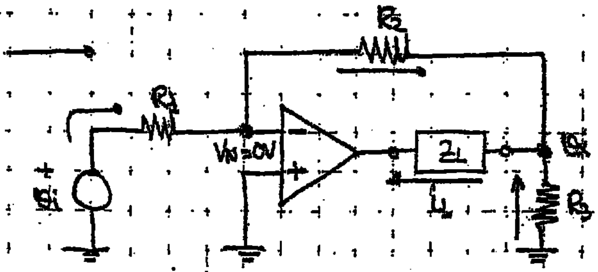
$$KCL_{v_N}: \quad \frac{v_i}{R} = i_L \Rightarrow \text{guany} = \frac{1}{R}$$

Tot el corrent a través de Z_L prové del generador v_i.



$$KCL_{v_N}: \quad i_L = \frac{v_i}{R}$$

i_L és de l'AO: $i_L = i_{AO} \Rightarrow i_L\,màx = i_{AO}\,màx$

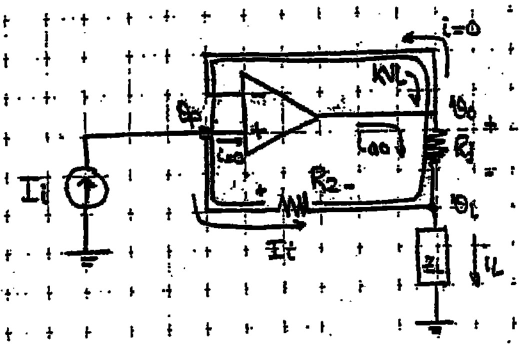


$$KCL_{v_N}: \quad \frac{v_i - 0}{R_1} = \frac{0 - v_x}{R_2} \Rightarrow v_x = \frac{-R_2}{R_1} v_i$$

$$KCL_{v_x}: \quad \frac{0 - v_x}{R_2} + \frac{0 - v_x}{R_3} = i_L$$

$$i_L = -\underbrace{\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)}_{\frac{R_2 + R_3}{R_2 \cdot R_3}} \cdot \frac{-R_2}{R_1} \cdot v_i = \underbrace{\frac{1 + \frac{R_2}{R_3}}{R_1}}_{\text{guany}} \cdot v_i$$

▶ No inversor:



KCL v_L: $\frac{v_o - v_L}{R_1} + I_i = i_L$

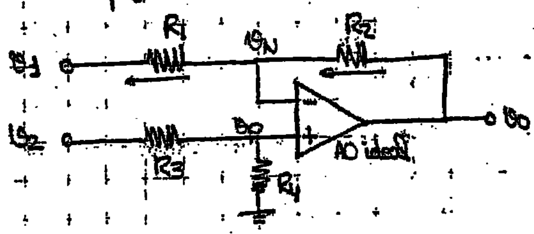
KVL: $-(v_o - v_L) + I_i R_2 = 0$

$I_i R_2 = v_o - v_L$

$i_L = I_i + \frac{R_2}{R_1} I_i = \underbrace{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}_{\text{guany}} I_i$

• AMPLIFICADORS DIFERENCIALS DE TENSIÓ

⟶ Configuració bàsica:



$v_P = v_{R4} = \frac{R_4}{R_3+R_4} v_2 = [CCV] = v_N$

KCL v_N: $\frac{v_o - v_N}{R_2} = \frac{v_N - v_1}{R_1} \Rightarrow R_1 v_o - R_1 v_N = R_2 v_N - R_2 v_1$

$R_1 v_o = (R_1+R_2) v_N - R_2 v_1$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3+R_4} v_2 - \frac{R_2}{R_1} v_1 = A_d \cdot (v_2 - v_1)$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_1+R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3+R_4} \Rightarrow \frac{R_3+R_4}{R_4} = \frac{R_1+R_2}{R_2}$$

$$1 + \frac{R_3}{R_4} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \Rightarrow \boxed{\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}}$$ Cal igualar o equilibrar resistències.

Aleshores $\boxed{v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1)}$

⟶ Guanys en mode comú i diferencial:

$v_2 - v_1 = v_d$ Tensió diferencial (informació)

$\frac{v_1 + v_2}{2} = v_{MC}$ Tensió en mode comú

$v_2 = v_{MC} + \frac{v_d}{2}$ $\quad v_1 = v_{MC} - \frac{v_d}{2}$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(v_{MC} + \frac{v_d}{2}\right) - \frac{R_2}{R_1}\left(v_{MC} - \frac{v_d}{2}\right) = A_{MC} \cdot v_{MC} + A_d \cdot v_d$$

$$A_{MC} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1}$$; Guany en mode comú

$$A_d = \frac{1}{2}\left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_2}{R_1}\right]$$; Guany en mode diferencial

Quan equilibrem resistències:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \Rightarrow A_{MC} = 0 \ , \ A_d = \frac{R_2}{R_1}$$

Llavors, $CMRR = \frac{A_d}{A_{MC}} \longrightarrow \infty$ CAS IDEAL. A la pràctica, s'aconsegueixen 100 dB.

⟶ Estudi de la Relació de Rebuig en mode comú (CMRR) del circuit.

- Tolerància de les resistències (Desaparellament de les resistències)

Quan equilibrem resistències, igualem els valors nominal: $\frac{R_{10}}{R_{20}} = \frac{R_{30}}{R_{40}}$

Però les resistències reals tenen una certa tolerància:

$$R = R_0 \cdot (1 \pm \delta) \quad \text{on } R_0 = \text{valor nominal i } \delta = \text{tolerància.}$$

En el pitjor cas es produeix la màxima desigualtat:

$$\frac{R_{20}(1+\delta)}{R_{10}(1-\delta)} \neq \frac{R_{40}(1-\delta)}{R_{30}(1+\delta)}$$

o bé

$$\frac{R_{20}(1-\delta)}{R_{10}(1+\delta)} \neq \frac{R_{40}(1+\delta)}{R_{30}(1-\delta)}$$

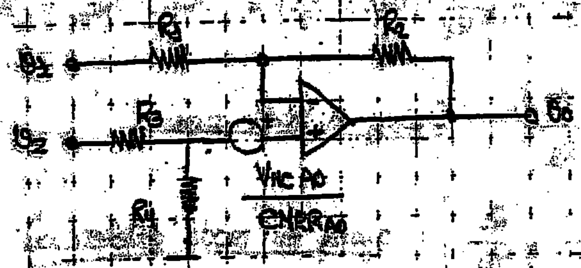
Llavors, introduïm les expressions de les resistències amb les toleràncies en els guanys en mode comú i diferencial.

Tenim que: $\left.\begin{array}{l} A_{MC} \neq 0 \\ A_d \simeq \text{igual} \end{array}\right\} CMRR_\delta = \frac{A_d}{A_{MC}}$

NOTE BOOK

Estudi del CMRR de l'amplificador Operacional ($CMRR_{AO}$)

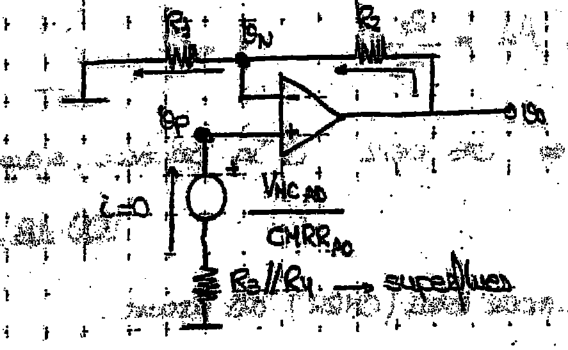
Suposem que les resistencies estan equilibrades: $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$



$$v_o = \frac{R_2}{R_1} v_d = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1)$$

$$V_{MC\,AO} = \frac{v_p + v_N}{2} = [\text{AO ideal}] = v_p$$

$$V_{MC\,AO} = V_{R4} = \frac{R_4}{R_3+R_4} v_2$$



$$v_p = \frac{V_{MC\,AO}}{CMRR_{AO}} = v_N$$

$$\text{KCL } v_N: \quad \frac{v_o - v_N}{R_2} = \frac{v_N}{R_1}$$

$$\frac{v_o - \frac{V_{MC\,AO}}{CMRR_{AO}}}{R_2} = \frac{\frac{V_{MC\,AO}}{CMRR_{AO}}}{R_1}$$

$$R_1 v_o = (R_1+R_2)\frac{V_{MC\,AO}}{CMRR_{AO}}$$

$$v_{o,\text{error}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_4}{R_3+R_4} \cdot \frac{1}{CMRR_{AO}} \cdot v_2$$

Llavors,

$$v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1) + \underbrace{\frac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{R_3}{R_4}}} \cdot \frac{v_2}{CMRR_{AO}} \quad ; \quad v_2 = V_{MC} - \frac{v_d}{2}$$

$$x = \frac{R_2}{R_1} \; ; \; \frac{1+x}{1+\frac{1}{x}} = \frac{1+x}{x+1} \cdot x = x = \frac{R_2}{R_1}$$

$$v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1) + \frac{R_2}{R_1}\left(\frac{V_{MC}}{CMRR_{AO}} - \frac{v_d}{2\,CMRR_{AO}}\right) =$$

$$= \underbrace{\frac{R_2}{R_1}}_{A_d}\left[\left(1 - \underbrace{\cancel{\frac{1}{2\,CMRR_{AO}}}}_{0}\right) v_d + \frac{V_{MC}}{CMRR_{AO}}\right]$$

$$v_o = A_d \left[v_d + \frac{V_{MC}}{CMRR_{AO}} \right] \Rightarrow \boxed{CMRR_R = CMRR_{AO}}$$

▶ CMRR total (resistències més $CMRR_{AO}$).

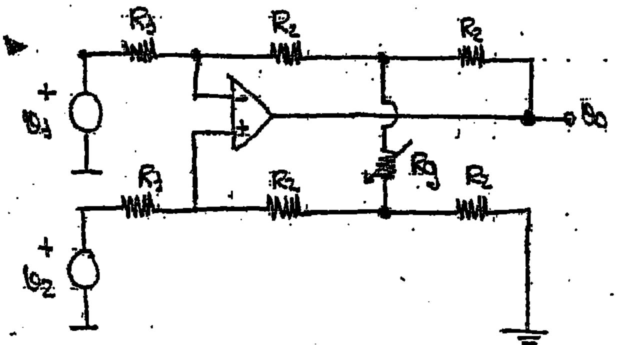
És fa en paral·lel:

$$\boxed{CMRR_{TOTAL} \simeq \frac{1}{\frac{1}{CMRR_R} + \frac{1}{CMRR_{AO}}}}$$

⟶ Amplificador diferencial de guany variable.

Volem variar el guany sense desequilibrar (desigualar) les resistències:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

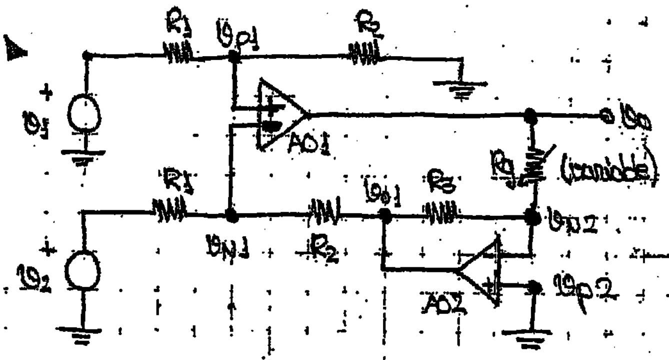
▶ 

R_g és variable:

$$v_o = 2\frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_2}{R_g}\right) \cdot (v_2 - v_1)$$

$$Guany = 2\frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_2}{R_g}\right)$$

El guany és no lineal amb R_g.

▶ 

$$v_{P1} = v_{R2} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} v_1 \Rightarrow v_{N1} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} v_1$$

KCL v_{N1}: $\frac{v_2 - v_{N1}}{R_1} = \frac{v_{N1} - v_{o1}}{R_2}$ $\quad R_2 v_2 - R_2 v_{N1} = R_1 v_{N1} - R_1 v_{o1}$

$$R_1 v_{o1} = (R_1 + R_2) v_{N1} - R_2 v_2$$

$$R_1 v_{o1} = (R_1 + R_2) \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_1 - R_2 v_2$$

$$\boxed{v_{o1} = \frac{R_2}{R_1}(v_1 - v_2)}$$

KCL v_{N2}: $\dfrac{v_o - v_{N2}}{R_g} = \dfrac{v_{N2} - v_{o1}}{R_3}$ $\quad v_{N2} = v_{P2} = 0$

$$v_o R_3 = -v_{o1} R_g \Rightarrow v_o = \frac{-R_g}{R_3}\cdot\frac{R_2}{R_1}(v_1 - v_2)$$

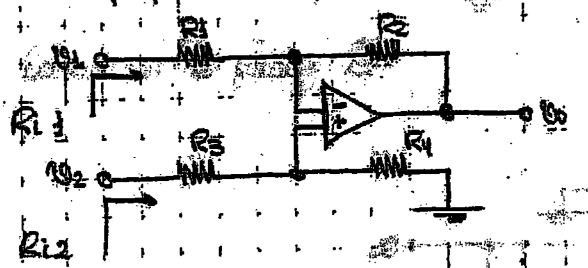
$\text{Guany} = \dfrac{-R_g}{R_3}\cdot\dfrac{R_2}{R_1}$ directament proporcional a R_g.

• AMPLIFICADORS D'INSTRUMENTACIÓ

→ Definició: És un amplificador diferencial de tensió amb prestacions "elevades":
- Guany estable i variable.
- Impedància d'entrada elevada.
- Impedància de sortida baixa.
- CMRR elevat.

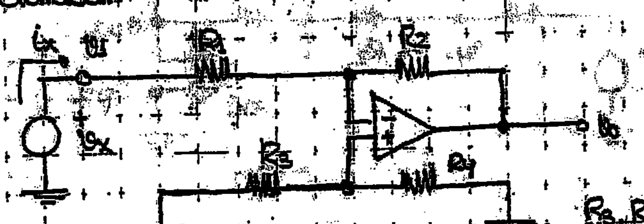
Per aconseguir un guany variable s'introdueix una resistència.

→ Amplificador diferencial:



Resistències d'entrada:

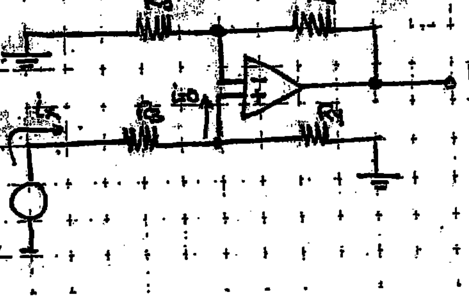
R_{i1}?



R_3, R_4 superflues.

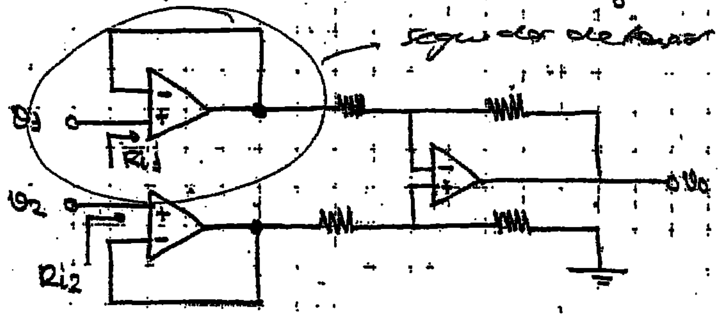
$$R_{i1} = \frac{v_x}{i_x} \quad v_p = 0 = v_N \Rightarrow R_{i1} = R_1 \ (\simeq k\Omega)$$

R_{i2}?



$R_{i2} = R_3 + R_4$

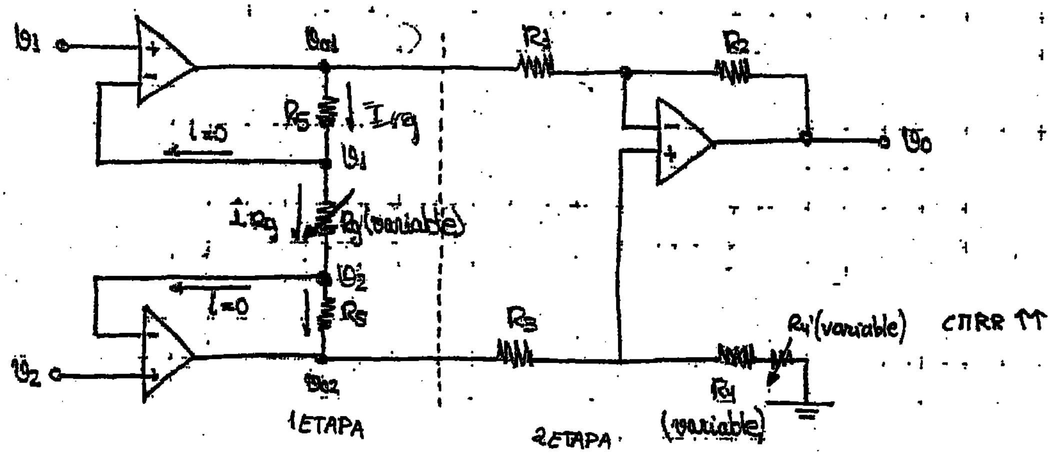
Si volem augmentar les resistències d'entrada de l'amplificador diferencial es connecta, a les entrades, un seguidor de tensió:



$R_{i1} = R_{in,AO}$

$R_{i2} = R_{in,AO}$

→ Configuració bàsica. Amplificador d'instrumentació amb 3 A.O.



• Amplificador diferencial: (2 ETAPA)

$$v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_{o1} - v_{o2}) \Leftarrow \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \rightarrow ok$$

• Primera etapa: $i_{Rg} = \dfrac{v_1 - v_2}{R_g} \Rightarrow v_{o1} = v_1 + R_5 \cdot \underbrace{\dfrac{v_1 - v_2}{R_g}}_{I_{RG}}$

$$v_{o2} = v_2 - R_5 \cdot \frac{v_1 - v_2}{R_g}$$

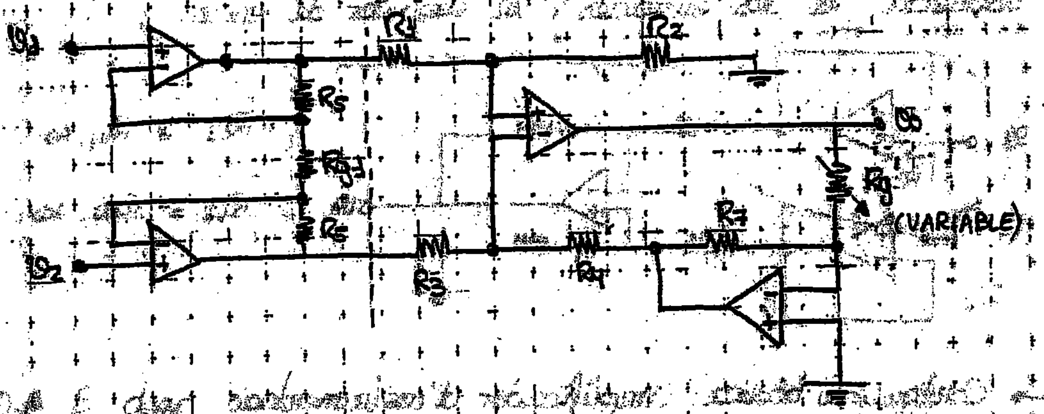
$$v_{o1} - v_{o2} = v_1 - v_2 + 2\frac{R_5}{R_g}(v_1 - v_2) = \left(1 + 2\frac{R_5}{R_g}\right)\cdot(v_1 - v_2)$$

Finalment, a la sortida:

$$v_o = \underbrace{\frac{R_2}{R_1}\left(1 + 2\frac{R_5}{R_g}\right)}_{\text{Guany} \ \propto \frac{1}{R_g}}(v_1 - v_2)$$

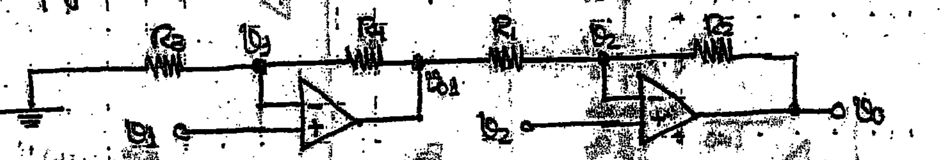
Per augmentar el CMRR del circuit variem R_4.

Si volem que el guany variï de forma lineal:



$$v_o = \frac{R_9'}{R_7} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + 2\frac{R_5}{R_{g1}}\right) \cdot (v_2 - v_1)$$

→ Configuració bàsica Amplificador d'instrumentació amb 2 AO.



KCL v_1: $\dfrac{0 - v_1}{R_3} = \dfrac{v_1 - v_{o1}}{R_4}$ $\Rightarrow v_{o1} = \dfrac{R_3 + R_4}{R_3} v_1$

KCL v_2: $\dfrac{v_{o1} - v_2}{R_1} = \dfrac{v_2 - v_o}{R_2}$ $\Rightarrow v_{o1} R_2 - v_2 R_2 = v_2 R_1 - R_1 v_o$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_2 - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_3 + R_4}{R_3} v_1$$

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

$$\frac{R_1}{R_2} \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \Rightarrow 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{R_4}{R_3} \Rightarrow \boxed{\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3}}$$

Si volem un guany variable:

Suposant que les resistències estan igualades: $\dfrac{R_1}{R_2} = \dfrac{R_4}{R_3}$,

Per exemple $\begin{cases} R_1 = R_4 \\ R_2 = R_3 \end{cases}$ $v_o = \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1} + 2\dfrac{R_2}{R_g}\right) \cdot (v_2 - v_1)$

→ Aplicació a sensors resistius: Pont de mesura.

Es tracta d'amplificar senyals que provenen de sensors. Un sensor és un dispositiu electrònic que converteix una magnitud física en un senyal elèctric. N'hi ha de dos tipus:

- ▶ Moduladors: converteixen resistència o capacitat. Com a exemple de resistius hi ha el LDR, PTC, ...
- ▶ Generadors.

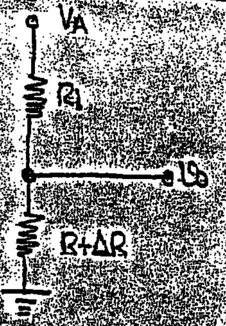
Els sensors resistius són dispositius electrònics de dos terminals on la resistència varia segons la magnitud física que es vol mesurar.

$$\boxed{R_s = R + \underbrace{\Delta R}_{\propto T, P, \dots}}$$

on R: valor de referència.

ΔR: proporcional a la magnitud a mesurar.

• Conversor R/V:



És un divisor de tensió:

$$\boxed{v_o = \frac{R+\Delta R}{R_1 + R + \Delta R} V_A}$$

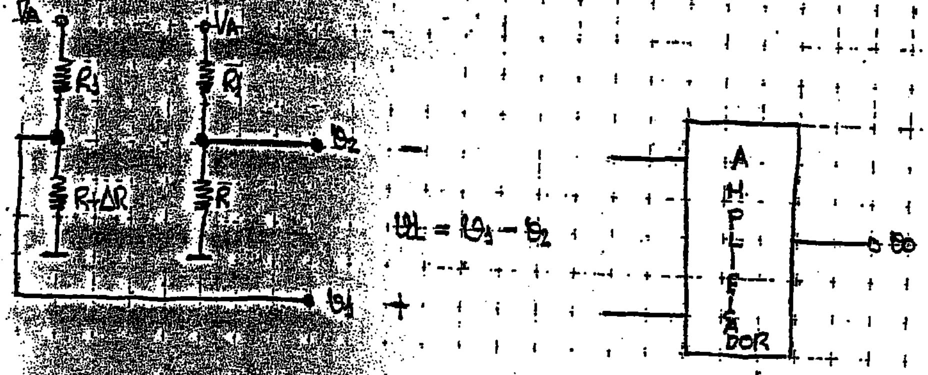
aproximadament. $\Delta R \ll R$.

Llavors, si linealitzem, eliminar la variació del denominador.

$$\boxed{v_o = \underbrace{\frac{R}{R_1+R} v_A}_{\text{constant}} + \underbrace{\frac{\Delta R}{R_1+R} v_A}_{\text{informació}}}$$

amb constant ≫ informació.

• Pont de mesura:



$$v_1 = \frac{R+\Delta R}{R_1+R+\Delta R}\, v_A$$

$$v_2 = \frac{R}{R_1+R}\, v_A$$

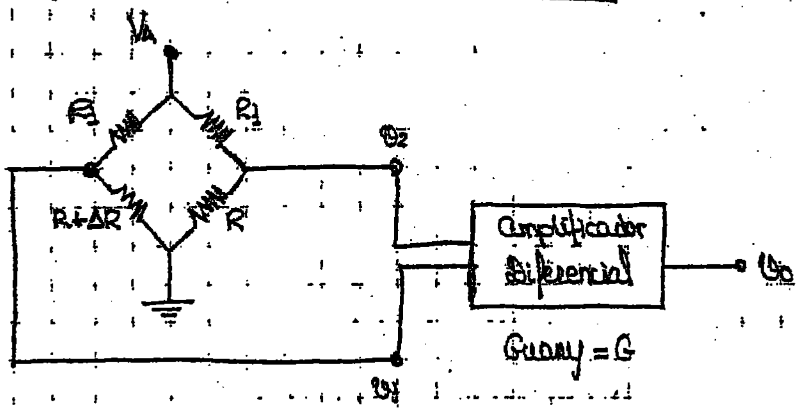
$$v_1 - v_2 = \left[\frac{R+\Delta R}{R_1+R+\Delta R} - \frac{R}{R_1+R}\right] v_A$$

$$\frac{R+\Delta R}{R_1+R+\Delta R} - \frac{R}{R_1+R} = \frac{(R_1+R)(R+\Delta R) - (R_1+R+\Delta R)\cdot R}{(R_1+R+\Delta R)\,(R_1+R)} =$$

$$= \frac{\cancel{RR_1} + \cancel{R^2} + \Delta R R_1 + \cancel{\Delta R R} - \cancel{RR_1} - \cancel{R^2} - \cancel{R\Delta R}}{(R_1+R+\Delta R)\cdot(R_1+R)} = \frac{R_1 \Delta R}{\underbrace{(R_1+R+\Delta R)\cdot(R_1+R)}_{R_1^2 + R_1R + R_1\Delta R + R_1R + R^2 + R\Delta R}}$$

Si linealitzem:

$$\boxed{v_1 - v_2 = \frac{R_1}{(R_1+R)^2}\cdot \Delta R \cdot V_A}$$ que és proporcional a ΔR.

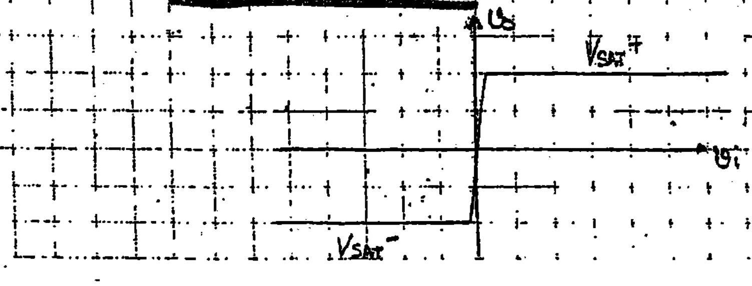


Unitat 4. Aplicacions no lineals amb amplificadors operacionals

• Introducció

Els circuits no lineals són aquells en que la sortida no és una funció lineal de l'entrada. Les causes de no linealitat són:

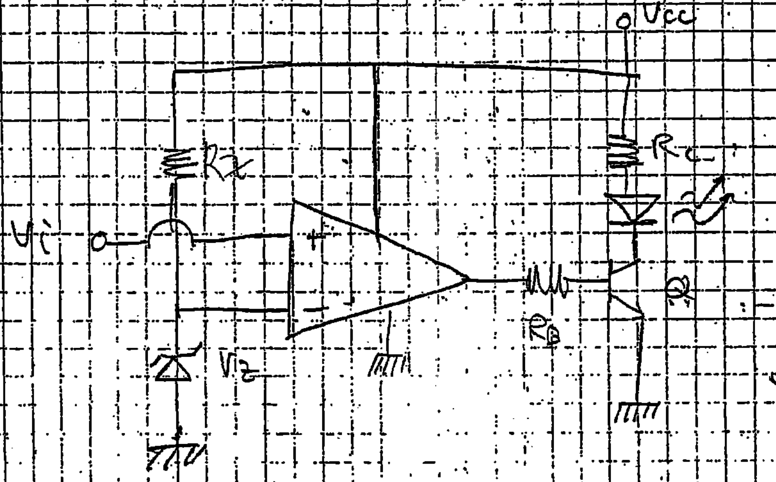
- Amplificador Operacional amb una característica sortida-entrada no lineal, que es dóna quan o no està realimentat o està realimentat positivament: està en la zona de saturació.



COMPARADOR (No realimentat)

Si està realimentat positivament, tenim un comparador amb histèresis.

3.1) Detector de nivell.



$\boxed{V_{cc} = I_D \cdot R_Z + V_Z \Rightarrow}$

↳ R_Z dimensionada per polaritzar el zener

R_B = dimensionada per saturar el transistor quan l'AO està saturat positiu.

R_C = dimensionada la corrent que circula pel led i assegurar que $V_?$ a saturació.

- Estats de funcionament

1) AO saturat positivament

Cond. entrada $\Rightarrow V_p > V_n \Rightarrow V_i > V_Z$ — s'encendrà si es compleix això

Sortida: Q saturació $\Rightarrow$ LED encès.

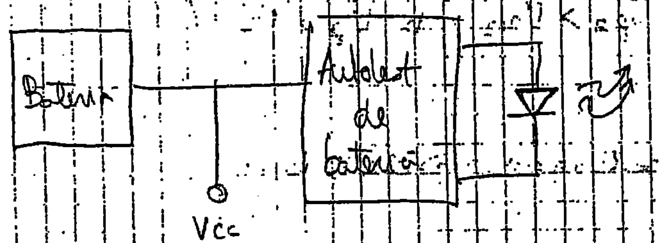
2) AO saturat negativament

Cond. entrada $V_p < V_n \Rightarrow V_i < V_Z$

Sortida: Q tall $\Rightarrow$ LED apagat

3.2) Comparador de finestra

Exemple: autotest de bateria.

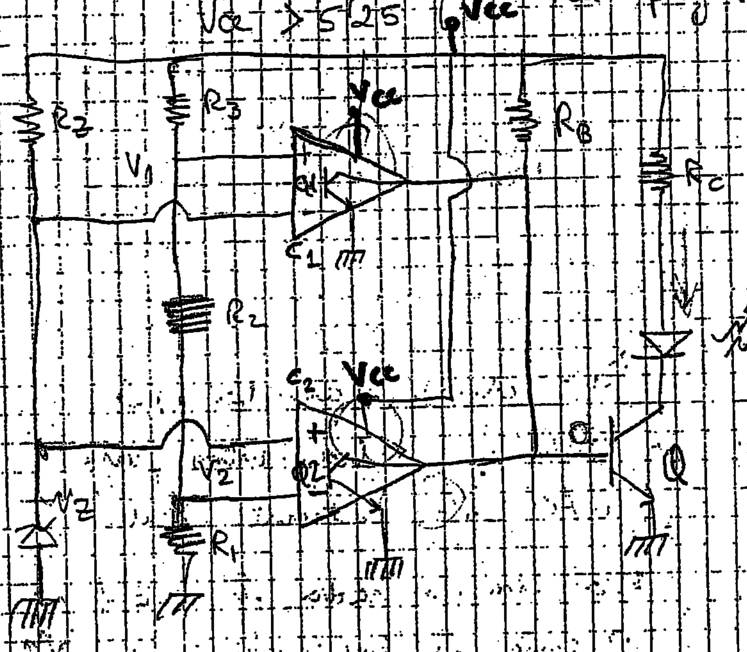


Objectiu: Detectar l'estat de càrrega de la bateria (si la tensió està dins d'un marge de valors)

V_{cc} nominal = 5 V. $\frac{\Delta V_{cc}}{V_{cc}}(\%) = 5\% \Rightarrow \Delta V_{cc} = 0'25V$.

$4'75 \le V_{cc} \le 5'25 \Rightarrow$ led encès

Si $V_{cc} < 4'75$ } $\Rightarrow$ led apagat
$V_{cc} > 5'25$ }



$R_1 + R_2 + R_3 = 10k$

$V_{\phi\,led} = 1'5V$

$V_Z = 2'5V$

$V_{BE_{ON}} = 0'8$ V

$V_{CE_{SAT}} = 0'3$

$\beta = 10$

$i_{D_{ON}} = 10$ mA

* Estats de funcionament: (l'estat dels AO's comparadors determini l'estat de tot el circuit).

Estat 1: $C_1 \to$ tall $\to V_{cc}$; $C_2 \to$ sat $\to 0$

$V_{p1} > V_{m1} \Rightarrow V_1 > V_Z$
$V_{p2} < V_{m2} \Rightarrow V_Z < V_2$

R2 escomp... les 2 ... cal que $V_2 > V_Z$.

Perquè $V_1 > V_2$ sempre per com estan colocades.

Si $V_2 > V_Z \Rightarrow$ led apagat $\Rightarrow$ Q tall ?

Estat 2:

Entrada { C_1 tall, C_2 tall }

$V_{p1} > V_{m1} \Rightarrow V_1 > V_Z$
$V_{p2} > V_{m2} \Rightarrow V_Z > V_2$

$V_2 < V_Z < V_1$

Sortida { C_1 tall, C_2 tall } $\Rightarrow$ Q saturació $\Rightarrow$ LED encès

Estat 3:

Entrada
C_1 Saturació $\to V_{p1} < V_{m1} \Rightarrow V_1 < V_Z$
C_2 tall $\to V_{p2} > V_{m2} \Rightarrow V_Z > V_2$
} $V_1 < V_Z$

Sortida $\Rightarrow$ Q tall, led apagat

Estat 4]

C1: saturació

C2: "

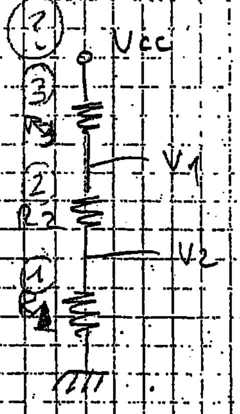
Cond entrada:

C1 → $V_1 < V_z$

C2 → $V_z < V_2$

~~$V_1 <$ [illegible] $< V_2$~~

No és possible.



$$V_1 = \frac{R_1+R_2}{R_1+R_2+R_3} V_{cc}$$

$$V_2 = \frac{R_1}{R_1+R_2+R_3} V_{cc}$$

$$R_1+R_2+R_3 = 10K$$

Si els casos extrems eren que... $4'75 \leq V_{cc} \leq 5'25 \Rightarrow$ led encès

$$V_2 < V_z < V_1$$

$$V_1 = \frac{R_1+R_2}{R_1+R_2+R_3} V_{cc} > V_z$$

$$V_2 = \frac{R_1}{R_1+R_2+R_3} \cdot V_{cc} < V_z$$

- Particularitzant amb els valors del marge..

* Al augmentar V_{cc} → C1 ⇒ continua en tall sempre

C2 → passaria de tall a saturació

quan: $V_2 = V_z$

Per tant $\frac{R_1}{R_1+R_2+R_3} 5'25 = 2'5$.

* Al disminuir V_{cc}, Q_2 continua en tall

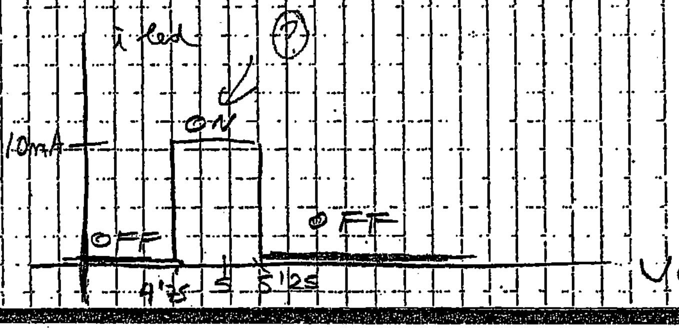
Q_1 passa de tall a saturació · quan $V_1 = V_z$

$$\frac{R_1+R_2}{R_1+R_2+R_3} \cdot 4'75 = 2'5$$

$R_1 = 4'76K$

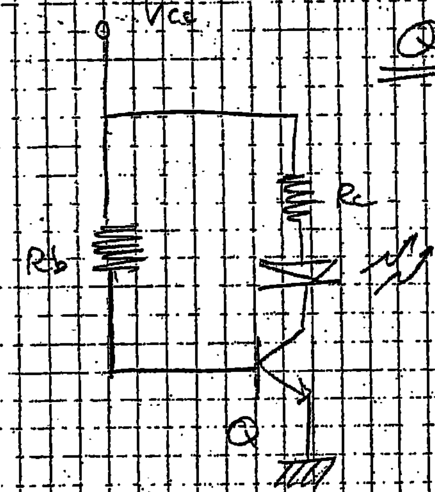
$R_2 = 0'5K$

$R_3 = 4'73K$



• Càlcul Rb, Rc

$4'75 < V_{cc} < 5'25$ $\begin{cases} Q_1 \rightarrow \text{tall} \\ Q_2 \rightarrow \text{tall} \end{cases}$



Q saturació

$\Rightarrow R_c$ dimensionada pq pel LED circuli I_{led}

$$V_{cc} = R_c I_{led} + V_{D_{led}} + V_{CEsat}$$

$$R_c = \frac{\overset{5}{V_{cc}} - \overset{1'5\,V}{V_{D_{led}}} - \overset{0'3}{V_{CE\,sat}}}{\underset{10\,mA}{I_{led}}} = 320\,\Omega$$

$\Rightarrow R_b$: Dimensionada per fer saturar el transistor

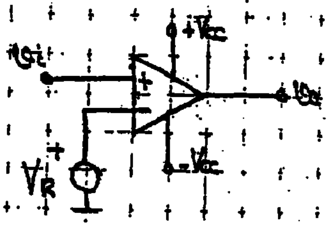
??

$$\beta \cdot I_B > \underbrace{I_c}_{I_{led}} \Rightarrow I_B > \frac{I_c}{\beta}$$

$$V_{cc} = R_{B_{max}} I_{B_{min}} + V_{BE_{ON}} \Rightarrow R_B < \frac{V_{cc} - V_{BE\,ON}}{I_{B\,mínima}}$$

• COMPARADORS

La característica sortida/entrada de l'amplificador operacional permet comparar dues tensions.

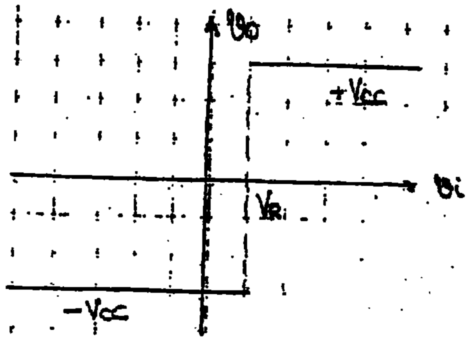


Si $v_i \geq V_R$: Amplificador operacional saturat positivament:

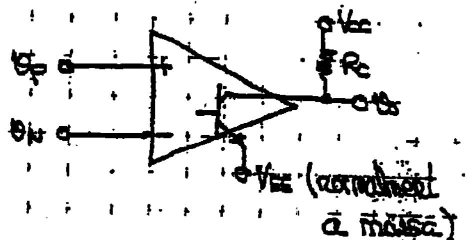
$$v_o = V_{SAT}^{+} \approx V_{CC}$$

Si $v_i \leq V_R$: Amplificador operacional saturat negativament:

$$v_o = V_{SAT}^{-} \approx -V_{CC}$$



▶ Comparadors amb sortida en col·lector obert:



Internament: Si $v_P > v_N$: transistor en tall

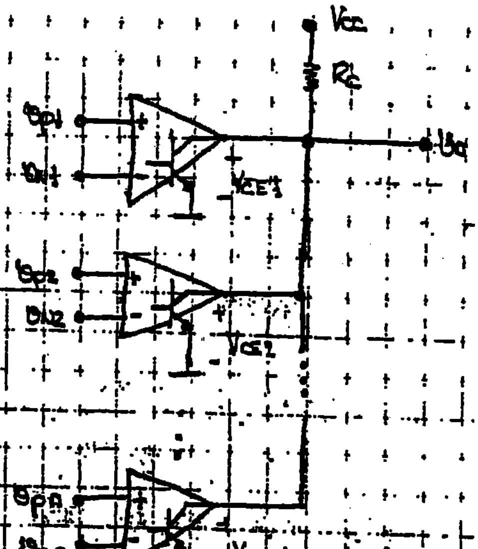
$i_c = 0 \Rightarrow v_o = V_{CC} \rightarrow R_C \rightarrow$ [illegible]

Si $v_P < v_N$: transistor en saturació

$v_{CE} = V_{CE,SAT} \approx 0 \Rightarrow v_o = V_{EE}$

Es poden connectar la sortida de diversos comparadors junts:

"WIRED AND" (I lògica cablejada).



Només que un dels transistors estigui en saturació:

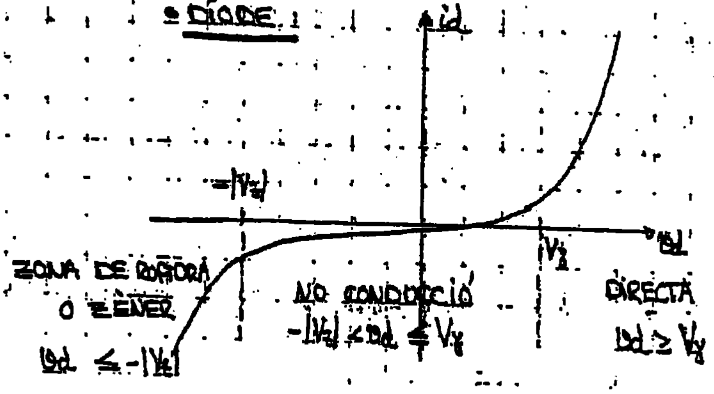
$v_o = V_{CE,SAT} \approx 0$

Si tots els transistors estan tallats:

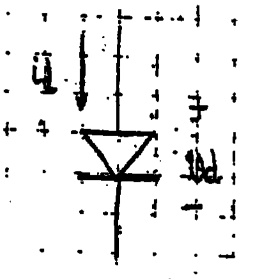
$v_o = V_{CC}$ (R_c superflua)

▸ Elements circuitals no lineals:

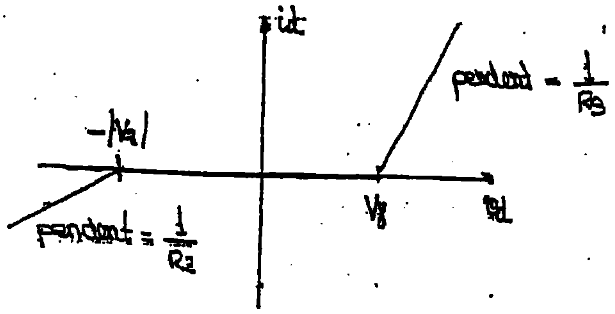
• DÍODE:



$V_\gamma \Rightarrow$ Tensió llindar de conducció



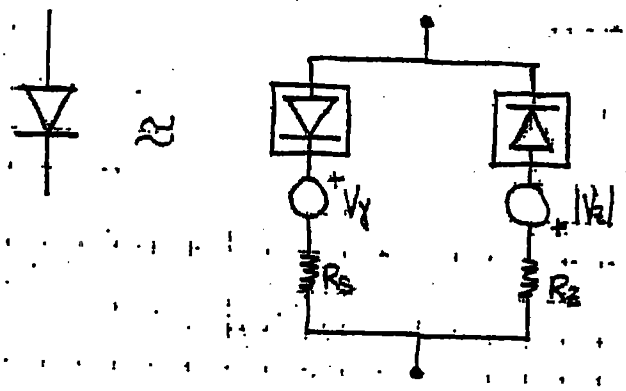
→ Model per trams lineals:



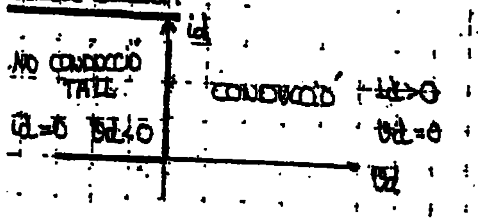
Rs: resistència sèrie

Rz: resistència zener

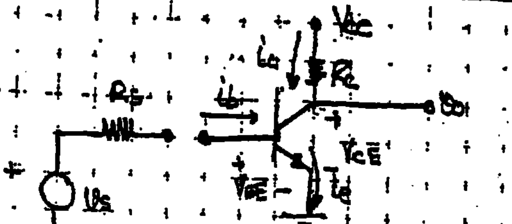
→ Circuit equivalent:



→ Díode ideal:



• TRANSISTOR BIPOLAR: NPN com a interruptor.



Si $V_{BE} < V_{BE,ON}\ (V_\gamma) \Rightarrow$ TALL $i_b = i_c = i_e = 0$

R_C superflua $\Rightarrow v_o = V_{cc}$

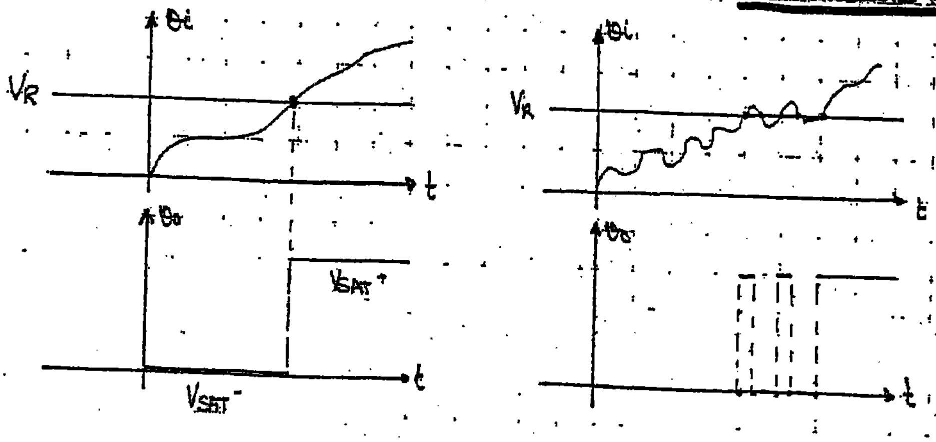
Si $V_{BE} \geq V_{BE,ON} \Rightarrow$ SATURACIÓ, CONDUCCIÓ

$v_o = V_{CE} = V_{CE,SAT} = 0{,}2\text{V} \simeq 0\text{V}$

Per estar en SATURACIÓ

• COMPARADOR AMB HISTÈRESI (SCHMITT-TRIGGER)

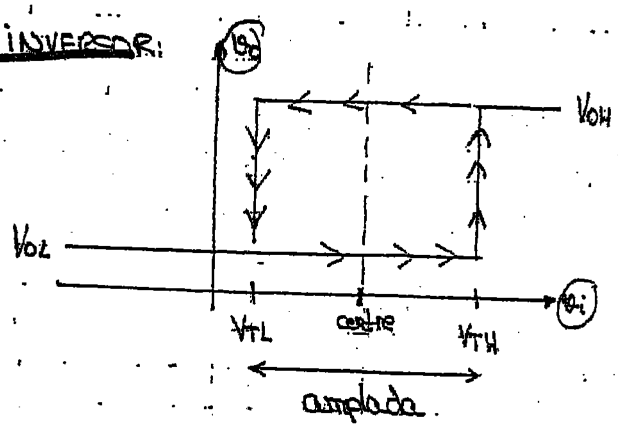
Per tensions pròximes al llindar de comparació, el circuit comparador bàsic (sense histèresi) presenta a la tensió de sortida commutacions múltiples degudes al soroll.



La solució està en baixar el llindar de comparació quan s'ha assolit el nivell alt, això es fa amb realimentació positiva.

Característica sortida / entrada:

NO INVERSOR:

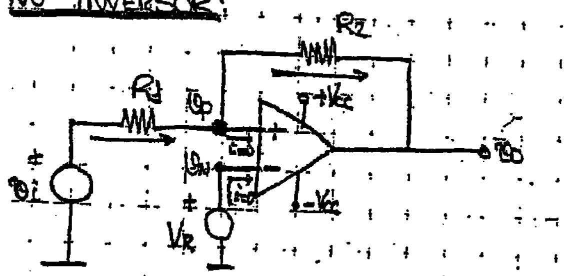


Cicle d'histèresi:

$\boxed{\text{Amplada} = V_{TH} - V_{TL}}$ > amplitud del soroll

$$\boxed{\text{Centre} = \frac{V_{TH} + V_{TL}}{2}}$$

NO INVERSOR:



Saturació positiva: $v_o = V_{cc}$, si $v_p > v_N$ $v_N = V_R$

KCL v_p: $\frac{v_i - v_p}{R_1} = \frac{v_p - v_o}{R_2}$ $R_2 v_i - R_2 v_p = R_1 v_p - R_1 \cdot v_o$

$$v_p = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o > V_R \qquad v_o = V_{cc}$$

$$\frac{R_2}{R_1+R_2}\, v_i > V_R - \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{cc}$$

$$\boxed{V_c = +V_{cc}}$$

$$v_i > \frac{R_1+R_2}{R_2} V_R - \frac{R_1}{R_2} V_{cc} = V_{TL} = V_{T1}$$

Saturació negativa: $v_o = -V_{cc}$, $v_P \le v_N$

KCL v_P: $\frac{v_i - v_P}{R_1} = \frac{v_P - v_o}{R_2}$ $\quad R_2 v_i - R_2 v_P = R_1 v_P - R_1 v_o$

$$v_P = \frac{R_2}{R_1+R_2} v_i + \frac{R_1}{R_1+R_2} v_o < v_N = V_R \qquad \boxed{V_o = -V_{cc}}$$

$$\frac{R_2}{R_1+R_2} v_i < V_R + \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{cc}$$

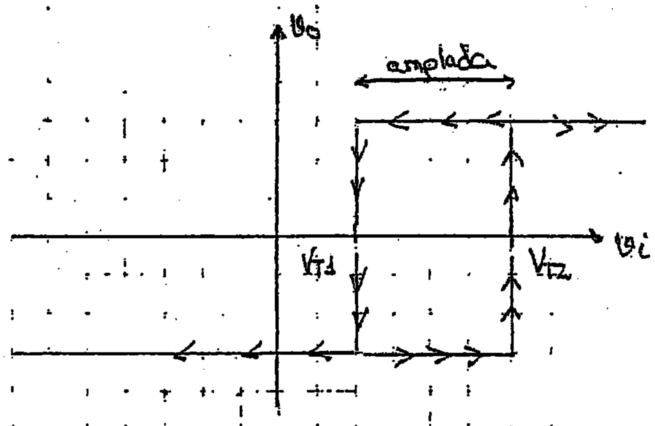
$$v_i < \frac{R_1+R_2}{R_2} V_R + \frac{R_1}{R_2} V_{cc} = V_{T2}$$

Com que $V_{T2} > V_{T1}$, V_{T2} està a la dreta, $V_{T2} = V_{TH}$

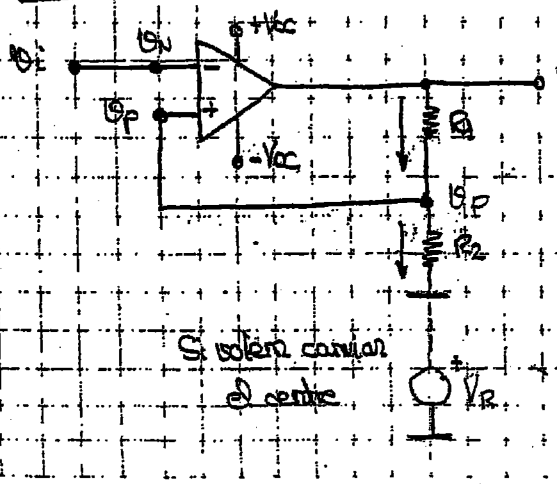
$V_{T1} = V_{TL}$

$$\text{Amplada} = 2\,\frac{R_1}{R_2} V_{cc}$$

$$\text{Centre} = \frac{R_1+R_2}{R_1} V_R$$



INVERSOR:



Si volem canviar el centre

Saturació positiva: $v_o = V_{cc}$, $v_P > v_N$

KCL v_P: $\frac{v_o - v_P}{R_1} = \frac{v_P}{R_2}$

$$R_2 v_o - R_2 v_P = R_1 v_P$$

$$v_P = \frac{R_2}{R_2+R_1} v_o$$

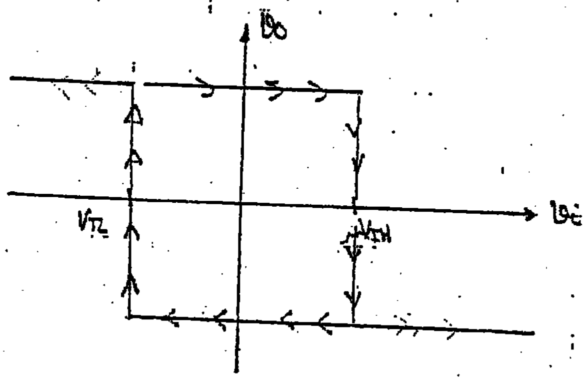
$$v_P = \frac{R_2}{R_2+R_1} V_{cc}$$

$v_n = v_i$; $v_i < \frac{R_2}{R_2+R_1} V_{cc} = V_{T1}$

Saturació negativa: $v_o = -V_{cc}$; $v_n > v_p$; $v_n = v_i$

KCL v_p: $\frac{v_o - v_p}{R_1} = \frac{v_p}{R_2}$

$v_p = \frac{-R_2}{R_2+R_1} V_{cc}$; $v_i > \frac{-R_2}{R_2+R_1} V_{cc} = V_{T2}$



$V_{T1} > V_{T2}$ $V_{TH} = V_{T1}$

$V_{TL} = V_{T2}$

Amplada $= 2 \frac{R_2}{R_2+R_1} V_{cc}$

Centre $= 0$

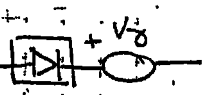
• RECTIFICADORS DE PRECISIÓ

→ Introducció:

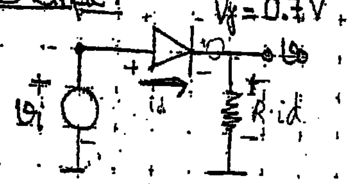
Un rectificador de mitja ona deixa passar una part (un sentit) del senyal d'entrada

▸ positius: $v_o = \begin{cases} v_i, & v_i > 0 \\ 0, & v_i < 0 \end{cases}$

▸ negatius: $v_o = \begin{cases} 0, & v_i > 0 \\ v_i, & v_i < 0 \end{cases}$



Exemple: $V_\gamma = 0.7V$



Si $v_i \geq V_\gamma$: D_{ON}

Si $v_i < V_\gamma$: D_{OFF}

KVL: $+v_i - v_d - V_\gamma - R \cdot i_d = 0$; $i_d = \frac{v_i - V_\gamma + v_d}{R} > 0$

¿?

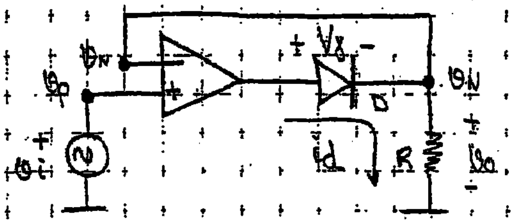
quan $v_d = 0V$ D_{ON}

$v_i > V_\gamma$

Si D_{ON} : $v_o = v_i - V_\gamma$

Si D_{OFF} : $v_o = 0V$

→ Rectificador de precisió de mitja ona (no inversor).

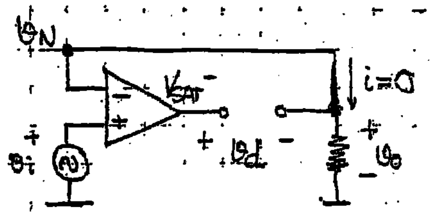


$D_{ON} \Rightarrow$ Amplificador Operacional Realimentat negativament (zona lineal)

Si AO ideal: $v_p = v_i = \{CCV\} = v_N = v_o = R \cdot i_d$

$v_o = v_i$; $i_d > 0 \Rightarrow v_o = v_i > 0$

Per tant, D_{OFF} si $v_i < 0$:



AO no realimentat $\quad v_o = R \cdot i = 0V$

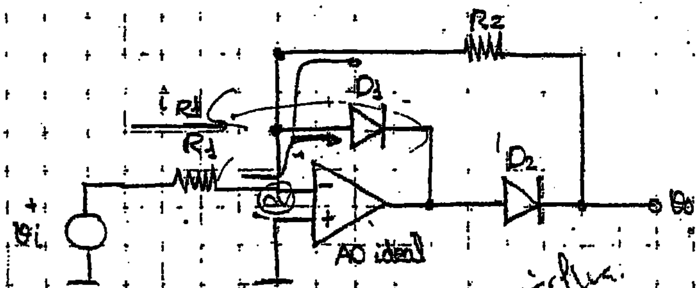
D_{OFF} si $v_d < 0V$

$v_i = v_p$

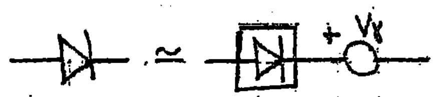
$v_N = v_o = 0V$ } $v_p < v_N$ ($v_i < 0$) SATURACIÓ NEGATIVA

$$v_d = V_{SAT}^- - v_o = V_{SAT}^- < 0 \Rightarrow D_{OFF}$$

→ Rectificador de precisió de mitja ona (inversor).



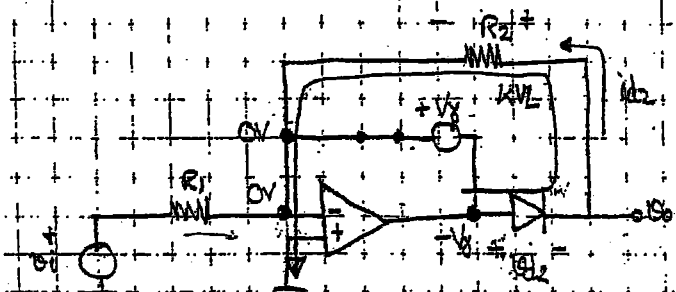
Díodes: D_1 i D_2, V_γ



R_2 superflua

• Si D_1 o D_2 estan ON $\Rightarrow$ AO realimentat negativament: ZONA LINEAL.

Si $v_i > 0$: $I_{R1} = \dfrac{v_i - v_N}{R_1} = \{v_n = v_p = 0\} = \dfrac{v_i}{R_1} > 0 \Rightarrow D_1$ ON.

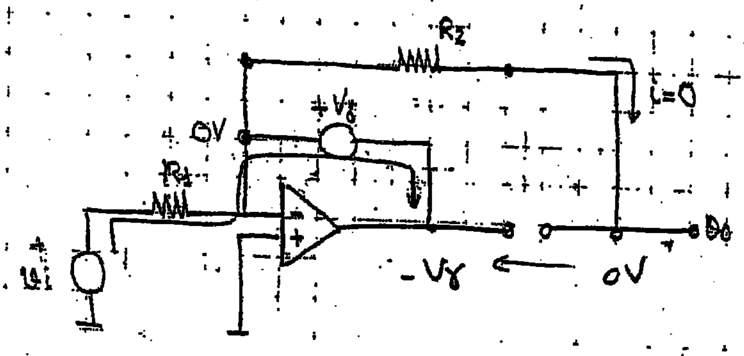


KVL: $+(-V_\gamma) - v_{d2} - R_2 i_{d2} = 0 \Rightarrow i_{d2} = \dfrac{-V_\gamma - v_{d2}}{R_2}$

Si $v_{d2} = V_\gamma \Rightarrow \cancel{i_{d2} \geq 0}$ per estar en ON

Però això no passa: $i_{d2} < 0 \Rightarrow D_2$ OFF

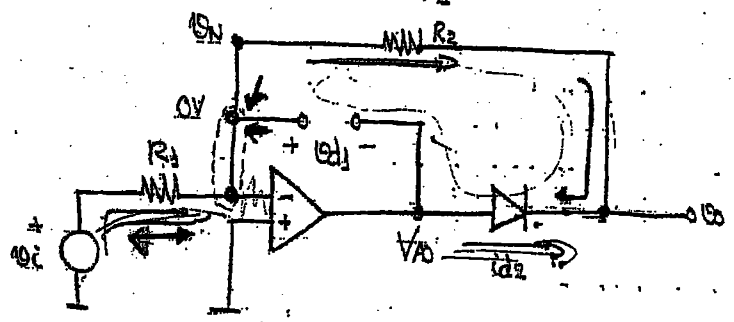
Llavors, ens queda:



R_2 superflua $v_o = 0V$

D_1 ON: $i_{d1} = i_{R1} = \frac{v_i}{R_1} > 0$

Si $v_i < 0$; $i_{R1} = \frac{v_i}{R_1} < 0 \Rightarrow D_1$ OFF ja que l'AO està realimentat negativament



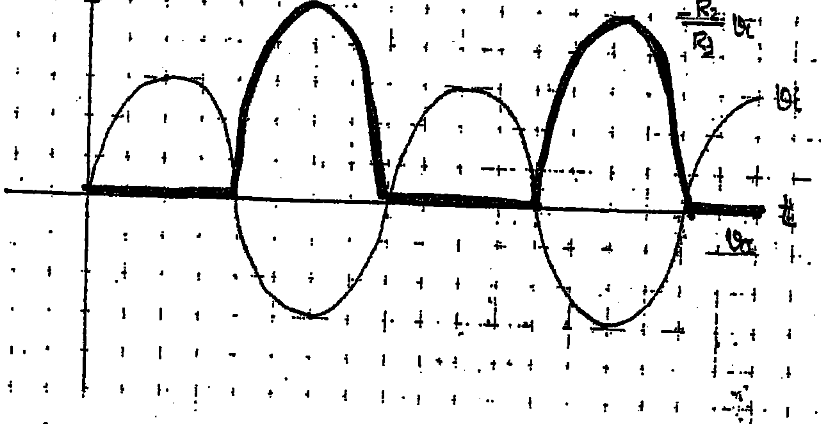
KCL v_N: $\frac{v_i - 0}{R_1} = \frac{0 - v_o}{R_2} = -i_{d2} \rightarrow$ ok

$i_{d2} = \frac{-v_i}{R_1} > 0$ ja que $v_i < 0 \Rightarrow D_2$ ON

$v_o = \frac{-R_2}{R_1} v_i$

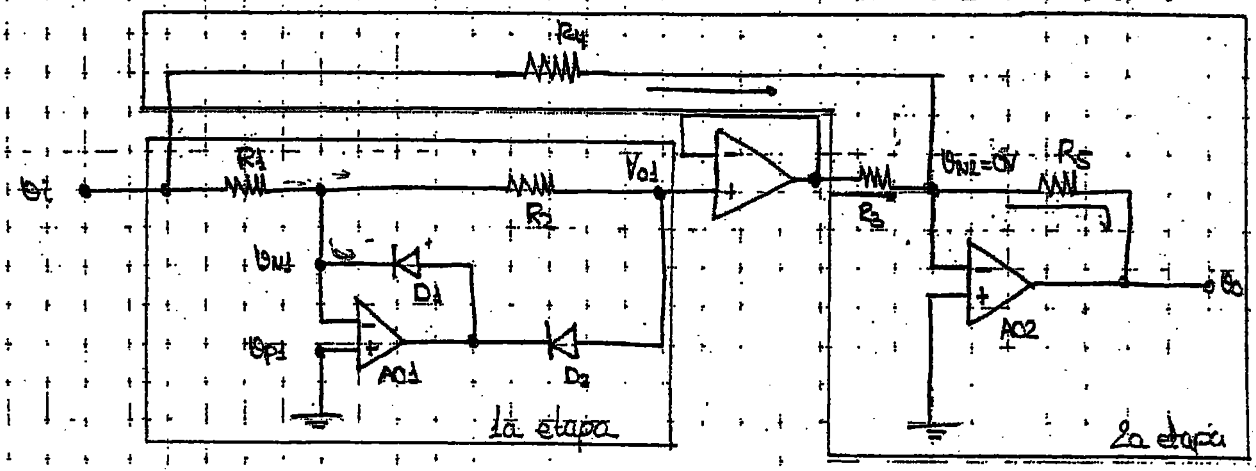
$v_{d1} = 0 - V_{AO}$ $V_{AO} = v_o + v_{d2} = v_o + V_\gamma = \frac{-R_2}{R_1} v_i + V_\gamma$

$v_{d1} = \frac{R_2}{R_1} v_i - V_\gamma \Rightarrow \{v_i < 0\} \Rightarrow v_{d1} < 0$, D_1 OFF



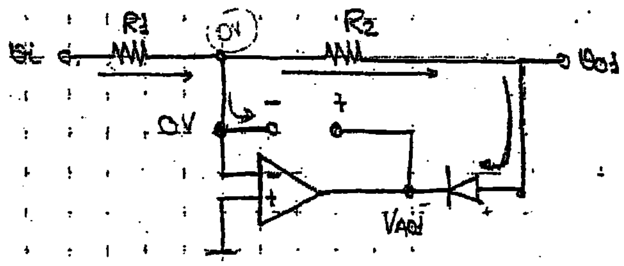
→ Rectificador de precisió d'ona completa:

$$v_o = \begin{cases} v_i & , \ v_i \geq 0 \\ -v_i & , \ v_i \leq 0 \end{cases} = |v_i| \quad \text{(valor absolut)}$$



1a etapa: AO1, realimentat negativament, ZONA LINEAL

Si $v_i \geq 0$: $v_{N1} = v_{p1} = 0$ $\quad i_{R1} = \dfrac{v_i - 0}{R_1} > 0 \Rightarrow D_1$ OFF



KCL v_{N1}: $\dfrac{v_i - 0}{R_1} = \dfrac{0 - v_{o1}}{R_2} = i_{d2}$ $\quad i_{d2} > 0$, ja que $v_i > 0$

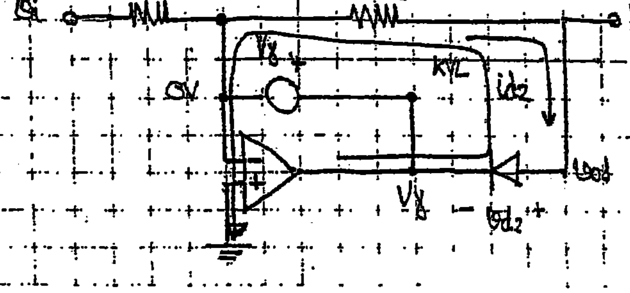
D_2 ON.

$$v_{o1} = \frac{-R_2}{R_1} v_i$$

$v_{d1} = -0 + V_{AO1}$ $\quad V_{AO1} = v_{o1} - v_{d2}$

$v_{d1} = \dfrac{-R_2}{R_1} v_i - V_\gamma < 0$, $v_i > 0 \Rightarrow D_1$ OFF

Si $v_i < 0$: $i_{R1} = \dfrac{v_i}{R_1} < 0 \Rightarrow D_1$ ON



KVL: $V_\gamma + v_{d2} + R_2 i_{d2} = 0$. $\quad i_{d2} = \dfrac{-V_\gamma - v_{d2}}{R_2}$ que amb $v_{d2} = V_\gamma \Rightarrow i_{d2} < 0$

Per tant, D_2 OFF $\Rightarrow$ R_2 superflua. $\quad v_{o1} = 0V$.

2a etapa: KCL v_{N2}: $\dfrac{v_i - 0}{R_4} + \dfrac{v_{o1} - 0}{R_3} = \dfrac{0 - v_o}{R_5}$

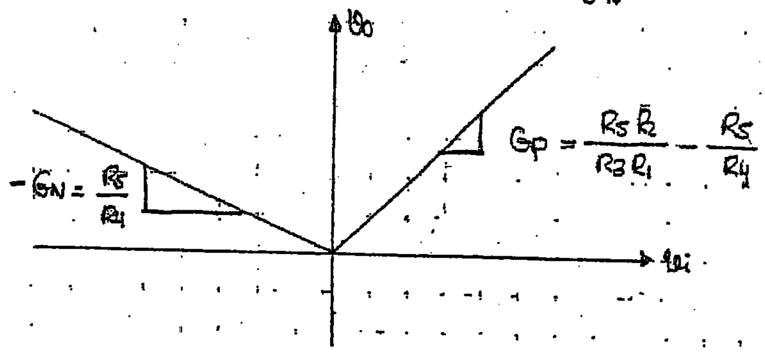
$$v_o = \frac{-R_5}{R_4} v_i - \frac{R_5}{R_3} \cdot v_{o1}$$

RESUM:

$$v_{o1} = \begin{cases} -\dfrac{R_2}{R_1} v_i & ; v_i > 0 \\ 0 & ; v_i < 0 \end{cases}$$

Per $v_i > 0$: $\boxed{v_o = \dfrac{-R_5}{R_4} v_i - \dfrac{R_5}{R_3}\left(\dfrac{-R_2}{R_1} v_i\right) = \underbrace{\left(\dfrac{R_5 R_2}{R_3 R_1} - \dfrac{R_5}{R_4}\right)}_{G_P} v_i}$

Per $v_i \le 0$: $\boxed{v_o = \dfrac{-R_5}{R_4} v_i - \dfrac{R_5}{R_3} \cdot 0 = \underbrace{\dfrac{-R_5}{R_4}}_{G_N} v_i}$



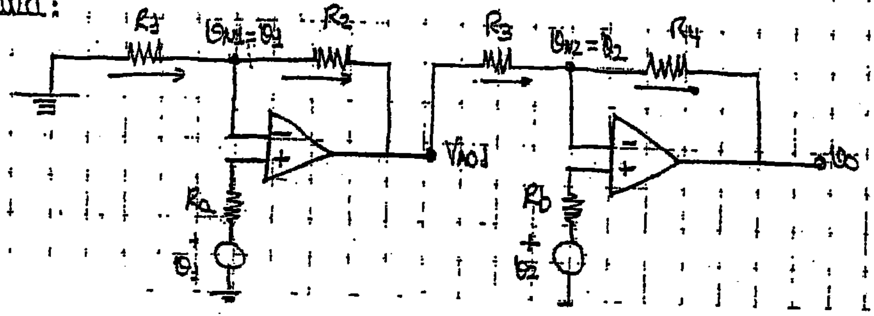
Per aconseguir el valor absolut: $\dfrac{R_5}{R_4} = \dfrac{R_5 R_2}{R_3 R_1} - \dfrac{R_5}{R_4}$

Amplificació: $\dfrac{R_5}{R_4} = 1$

$\boxed{R_5 = R_4 \cdot G}$

$\boxed{\dfrac{R_2}{R_3 R_1} = \dfrac{2}{R_4}}$ Condició de disseny

PROBLEMA 2 [22] En el circuit de la figura, considerant ideals els amplificadors operacionals, es demana:



(a) Doneu l'expressió de v_o en funció de v_1 i v_2:

R_a, R_b són superflues. AO'S ideals $\Rightarrow v_{N1} = v_1$, $v_{N2} = v_2$

KCL v_{N1}: $\dfrac{0 - v_1}{R_1} = \dfrac{v_1 - V_{AO1}}{R_2}$ $\quad -R_2 v_1 = R_1 v_1 - R_1 V_{AO1}$

$$V_{AO1} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} v_1$$

$$V_{AO1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_1$$

KCL v_{N2}: $\dfrac{V_{AO1} - v_2}{R_3} = \dfrac{v_2 - v_o}{R_4}$ $\quad R_4 V_{AO1} - R_4 v_2 = R_3 v_2 - R_3 v_o$

$$v_o = \frac{-R_4}{R_3} V_{AO1} + \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) v_2$$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) v_2 - \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_1$$

(b) Donar les expressions dels guanys en mode diferencial i en mode comú:

$$\left.\begin{aligned} v_d &= v_2 - v_1 \\ V_{MC} &= \frac{v_1 + v_2}{2} \end{aligned}\right\} \quad \boxed{\begin{aligned} v_2 &= V_{MC} + \frac{v_d}{2} \\ v_1 &= V_{MC} - \frac{v_d}{2} \end{aligned}}$$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)\left(V_{MC} + \frac{v_d}{2}\right) - \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(V_{MC} - \frac{v_d}{2}\right)$$

$$v_o = V_{MC} \cdot \left[1 + \frac{R_4}{R_3} - \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right] + v_d \cdot \frac{1}{2}\left[\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) + \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right]$$

$$A_{MC} = 1 + \frac{R_4}{R_3} - \frac{R_4}{R_3} - \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} = 1 - \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1}$$

$$A_d = \frac{1}{2}\left[\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) + \frac{R_4}{R_3}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right] = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{2R_4}{R_3} + \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1}\right)$$

(c) Buscar la relació de resistències que permet anul·lar el guany en mode comú.

Fem $A_{MC} = 0$

$$1 - \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} = 0 \quad \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} = 1 \Rightarrow R_4 R_2 = R_3 R_1$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4}$$

(d) Considerant una tolerància de l'1% en les resistències del circuit, obteniu els valors del CMRR i dels guanys en mode comú i diferencial. Considereu el pitjor cas i els valors nominals següents per a les resistències: $R_1 = R_4 = 20\,k\Omega$, $R_2 = R_3 = 5\,k\Omega$.

$\delta = 1\%$ $R_{10} = R_{40} = 20\,K\Omega$ $R_{20} = R_{30} = 5\,K\Omega$

$$\frac{R_{10}}{R_{20}} = \frac{R_{40}}{R_{30}} = \frac{20}{5} = 4 \qquad R_1 = R_{10}\cdot(1+\delta) \qquad R_4 = R_{40}\cdot(1-\delta)$$

$$R_2 = R_{20}\cdot(1-\delta) \qquad R_3 = R_{30}\cdot(1+\delta)$$

$$A_{MC} = 1 - \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1} = 1 - \frac{R_{40}(1-\delta)\;R_{20}(1-\delta)}{R_{10}(1+\delta)\;R_{30}(1+\delta)} \qquad \text{Com que } \frac{R_{40} R_{20}}{R_{10} R_{30}} = 1$$

$$A_{MC} = 1 - \frac{(1-\delta)^2}{(1+\delta)^2} = 1 - \frac{(0.99)^2}{(1.01)^2} = 0.04$$

$$A_d = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{2R_4}{R_3} + \frac{R_4 R_2}{R_3 R_1}\right) = \frac{1}{2}\left(1 + 2\cdot 4\cdot\frac{(1-\delta)}{(1+\delta)} + \frac{(1-\delta)^2}{(1+\delta)^2}\right) = \{\delta = 0.01\} =$$

$$= 4.9$$

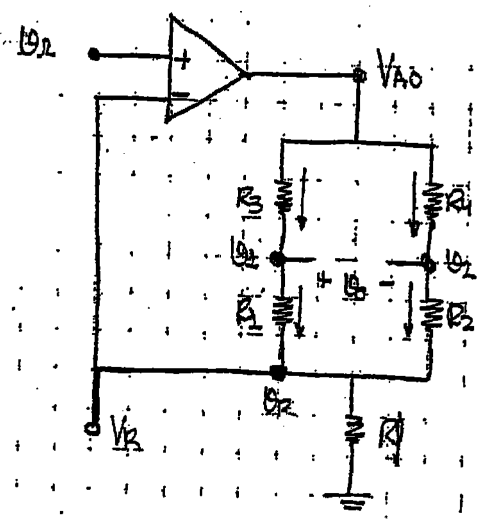
$$CMRR_R = 20\log\left(\frac{A_d}{A_{MC}}\right) = 20\log\left(\frac{4.9}{0.04}\right) = 20\log(122.5) = \underline{41.8\ dB}$$

PROBLEMA 6 [26]. El circuit de la figura és un amplificador en pont de Wheatstone polaritzat per corrent. És pretén esbrinar quina de les dues situacions següents ofereix major sensibilitat a la variació del valor de la resistència.

Situació 1: $R_1 = R_4 = R\cdot(1+x)$ $R_2 = R_3 = R$

Situació 2: $R_1 = R_4 = R(1+x)$ $R_2 = R_3 = R(1-x)$

Calcular la sensibilitat, definida com $\frac{dV_0}{dx}$, en ambdues situacions.



$$KCL\ v_1:\ \frac{V_{AO} - V_1}{R_3} = \frac{V_1 - V_R}{R_1} \qquad V_{AO}R_1 - V_1 R_1 = V_1 R_3 - V_R R_3$$

$$V_1 = \frac{R_1}{R_3 + R_1} V_{AO} + \frac{R_3}{R_3 + R_1} V_R$$

KCL v_2: $\frac{V_{A0}-v_2}{R_4} = \frac{v_2 - v_R}{R_2}$ $V_{A0}R_2 - v_2R_2 = v_2R_4 - v_RR_4$

$$v_2 = \frac{R_2}{R_2+R_4}V_{A0} + \frac{R_4}{R_2+R_4}v_R$$

KCL v_R: $\frac{V_{A0}-v_R}{R_1+R_3} + \frac{V_{A0}-v_R}{R_2+R_4} = \frac{v_R}{R_F}$

$$(V_{A0}-V_R)\left(\frac{1}{R_1+R_3}+\frac{1}{R_2+R_4}\right) = \frac{V_R}{R_F} \Longrightarrow \left\{ R_1+R_3 = R_2+R_4 \text{ (condicions de l'enunciat)} \right\} \Rightarrow$$

$$\Longrightarrow 2\,\frac{V_{A0}-v_R}{R_1+R_3} = \frac{v_R}{R_F}$$

$$v_{A0}-v_R = \frac{R_1+R_3}{2R_F}v_R \qquad 2V_{A0} = \left(\frac{R_1+R_3}{R_F}+2\right)v_R$$

$$V_{A0} = \frac{1}{2}\left(\frac{R_1+R_3}{R_F}+2\right)v_R$$

$$v_o = v_1 - v_2 = \left[\left(\frac{R_1}{R_3+R_1} - \frac{R_2}{R_2+R_4}\right)\cdot\frac{1}{2}\left(\frac{R_1+R_3}{R_F}+2\right) + \left(\frac{R_3}{R_3+R_1}-\frac{R_4}{R_2+R_4}\right)\right]v_R$$

$$v_o = \left[\frac{1}{2}\left(\frac{R_1+R_3}{R_F}+2\right)\cdot\left(\frac{R_1-R_2}{R_1+R_3}\right) + \left(\frac{R_3-R_4}{R_1+R_3}\right)\right]v_R$$

Situació 1:

$$v_o = \left[\frac{1}{2}\left(\frac{R(1+x)+R}{R_F}+2\right)\cdot\left(\frac{R(1+x)-R}{R(1+x)+R}\right) + \frac{R-R(1+x)}{R(1+x)+R}\right]v_R$$

$$v_o = \left[\frac{1}{2}\left(\frac{2R+Rx}{R_F}+2\right)\cdot\left(\frac{Rx}{2R+Rx}\right) + \frac{-Rx}{2R+Rx}\right]v_R$$

$$v_o = \frac{1}{2}\,\frac{2R^2x + R^2x^2}{2RR_F + RR_Fx}\,v_R = \frac{x}{2}\,\frac{R}{R_F}\,v_R$$

$$\frac{dv_o}{dx} = \frac{1}{2}\,\frac{R}{R_F}\,v_R$$

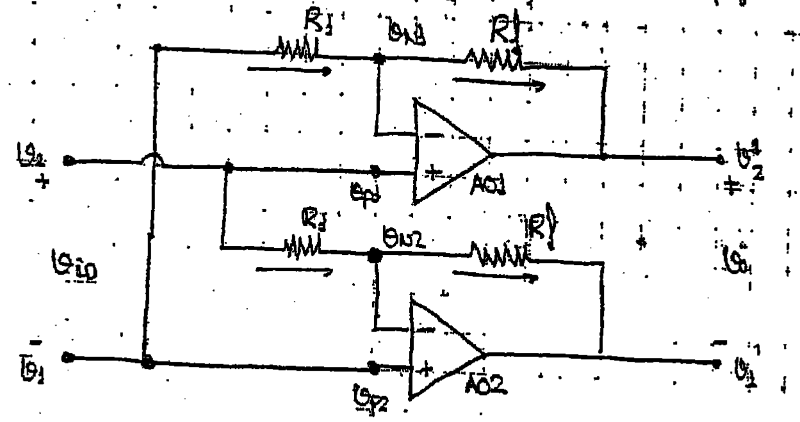
Situació 2:

$$v_o = \left[\frac{1}{2}\left(\frac{R(1+x)+R(1-x)}{R_F}+2\right)\cdot\frac{R(1+x)-R(1-x)}{R(1+x)+R(1-x)} + \frac{R(1-x)-R(1+x)}{R(1+x)+R(1-x)}\right]v_R$$

$$v_o = \left[\frac{1}{2}\left(\frac{2R}{R_F}+2\right)\cdot\frac{2Rx}{2R} + \frac{-2Rx}{2R}\right]v_R$$

$v_o = \frac{R_x}{R_F} v_R \qquad \frac{dv_o}{dx} = \frac{R}{R_F} v_R$

PROBLEMA 1 [22] Per a l'amplificador de la figura es demana: fàcil!!



(a) Calcular l'expressió de la tensió de sortida, v_o.

$v_{in} = v_2 - v_1 \qquad v_o = v_2' - v_1'$

$v_{p1} = v_2 = \{CCV\} = v_{N1}$

KCL v_{N1}: $\frac{v_1 - v_2}{R_1} = \frac{v_2 - v_2'}{R_f} \qquad -v_{in} R_f = v_2 R_1 - v_2' R_1$

$v_2' = v_2 + v_{in} \frac{R_f}{R_1}$

$v_{p2} = v_1 = \{CCV\} = v_{N2}$ ...

KCL v_{N2}: $\frac{v_2 - v_1}{R_1} = \frac{v_1 - v_1'}{R_f} \qquad v_{in} R_f = v_1 R_1 - v_1' R_1$

$v_1' = v_1 - v_{in} \frac{R_f}{R_1}$

$v_o = v_2' - v_1' = v_2 + v_{in}\frac{R_f}{R_1} - v_1 + v_{in}\frac{R_f}{R_1} = v_{in} + 2 v_{in}\frac{R_f}{R_1}$

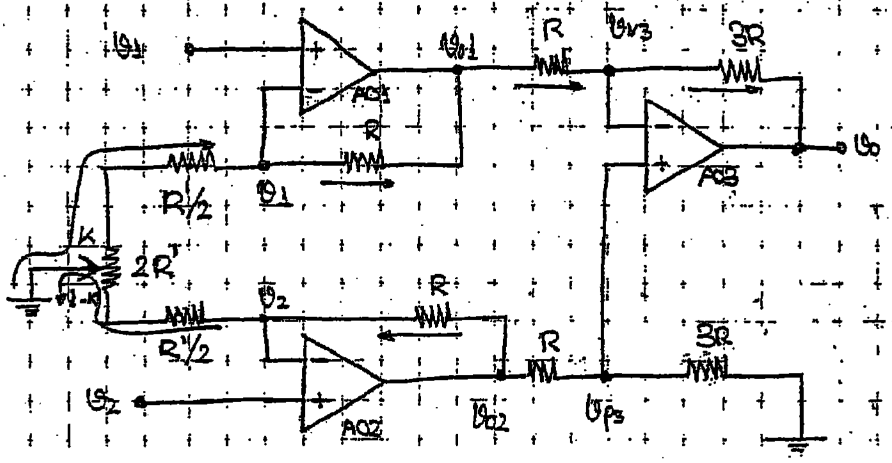
$v_o = \left(1 + 2\frac{R_f}{R_1}\right) v_{in} \qquad \text{Guany} = 1 + 2\frac{R_f}{R_1}$

(b) Si es desitja obtenir una sinusoide de sortida de $v_o = 3.8V$ per una entrada $v_{in} = 100\,mV$, calcular la relació entre R_f i R_1.

$G = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{3.8V}{0.1V} = 38 \qquad 38 = 1 + 2\frac{R_f}{R_1}$

$\frac{R_f}{R_1} = \frac{37}{2} = 18.5$

PROBLEMA 3 [28]. Analitzar el circuit que apareix en la figura.



(a) Calculeu el guany diferencial en funció de K, $0 \le K \le 1$. ? Ad

$$v_{p1} = v_1 = v_{N1}$$

$$\text{KCL } v_{N1}: \quad \frac{0 - v_1}{R'/2 + K \cdot 2R'} = \frac{v_1 - v_{o1}}{R} \longrightarrow \frac{-R\, v_1}{R'\left(\frac{1}{2} + 2K\right)} = v_1 - v_{o1}$$

$$v_{o1} = \left(1 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2} + 2K\right)}\right) v_1$$

$$v_{p2} = v_2 = v_{N2}$$

$$\text{KCL } v_{N2}: \quad \frac{v_{o2} - v_2}{R} = \frac{v_2}{\frac{R'}{2} + (1-K)2R'}$$

$$v_{o2} = \left(1 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2} + 2(1-K)\right)}\right) v_2$$

$$v_{p3} = \frac{3R}{R + 3R} v_{o2} = \frac{3}{4}\left(1 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2} + 2(1-K)\right)}\right) v_2$$

$$v_{N3} = \{CCV\} = v_{p3}$$

$$\text{KCL } v_{N3}: \quad \frac{v_{o1} - v_{p3}}{R} = \frac{v_{p3} - v_o}{3R}$$

$$-3R \cdot \frac{3}{4}\left(1 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2} + 2(1-K)\right)}\right) v_2 + 3R\left(1 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2} + 2K\right)}\right) v_1 = R\, \frac{3}{4}\left(1 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2} + 2(1-K)\right)}\right) v_2 - v_o R$$

$$3R\left(1 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2} + 2K\right)}\right) v_1 - 4R \cdot \frac{3}{4}\left(1 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2} + 2(1-K)\right)}\right) v_2 = -v_o R$$

$\left(V_{MC} - \frac{V_d}{2}\right)$ $\left(V_{MC} + \frac{V_d}{2}\right)$

$$v_o = -3\left(1 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2}+2k\right)}\right) v_1 + 3\left(1 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2}+2(1-k)\right)}\right) v_2$$

$$\begin{cases} v_d = v_2 - v_1 \\ V_{MC} = \dfrac{v_2 + v_1}{2} \end{cases}$$

$v_2 = v_d + v_1$

$2V_{MC} = v_d + 2v_1 \Rightarrow v_1 = V_{MC} - \frac{v_d}{2}$

$v_2 = V_{MC} + \frac{v_d}{2}$

Descomposem.

$$v_o = -3\left(1 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2}+2k\right)}\right)\left(V_{MC} - \frac{v_d}{2}\right) + 3\left(1 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2}+2(1-k)\right)}\right)\left(V_{MC} + \frac{v_d}{2}\right)$$

$$v_o = 3\left(\frac{R}{R'\left(\frac{1}{2}+2(1-k)\right)} - \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2}+2k\right)}\right)V_{MC} + \frac{3}{2}\left(2 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2}+2k\right)} + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2}+2(1-k)\right)}\right)v_d$$

$$A_d = \frac{3}{2}\left(2 + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2}+2k\right)} + \frac{R}{R'\left(\frac{1}{2}+2(1-k)\right)}\right)$$

(b) Particularitzar l'expressió obtinguda a l'apartat anterior, considerant:

→ $R' = R$

$$A_d = \frac{3}{2}\left(2 + \frac{1}{\frac{1}{2}+2k} + \frac{1}{\left(\frac{1}{2}+(2(1-k))\right)}\right)$$

→ R' infinit.

$$A_d = 3$$

→ Que el punt mig del potenciòmetre està desconnectat de massa.

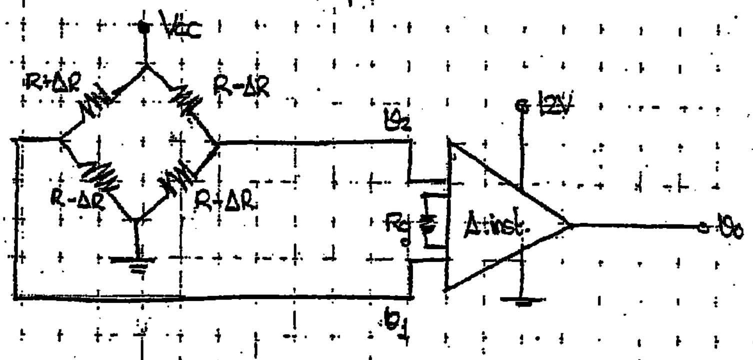
$k = 1$ i $1-k = 1$ Cal considera el potenciòmetre sencer en tots dos cassos.

$$A_d = \frac{3}{2}\left(2 + \frac{2R}{R'\frac{3}{2}}\right) = 3\left(1 + \frac{2R}{3R'}\right)$$

(c) En quin dels ~~dos~~ cassos anteriors el circuit es comporta com un amplificador d'instrumentació.

En el tercer cas es comporta com un amplificador d'instrumentació amb $R_g = 3R'$, i amb les resistències de l'amplificador diferencial equilibrades: $\frac{3R}{R} = \frac{3R}{R}$

PROBLEMA 8 [28] El circuit de la figura incorpora un sensor de pressió, basat en un pont de Wheatstone, i un amplificador d'instrumentació. Es demana:



(a) Calcular les tensions en mode comú, V_{MC}, i en mode diferencial, $v_d = v_2 - v_1$, a l'entrada de l'amplificador d'instrumentació, en funció de la polarització del sensor i de les resistències del pont. $V_{CC} = 5V$.

$v_d = v_2 - v_1 \quad V_{MC} = \frac{v_1 + v_2}{2} \longrightarrow V_1 = V_{MC} - \frac{v_d}{2} \quad V_2 = V_{MC} + \frac{v_d}{2}$

$$v_1 = \underbrace{\frac{R - \Delta R}{R - \Delta R + R + \Delta R}}_{\text{divisor de tensió}} \cdot V_{cc} = \frac{R - \Delta R}{2R} V_{cc} = \left(\frac{1}{2} - \frac{\Delta R}{2R}\right) V_{cc}$$

$$v_2 = \frac{R + \Delta R}{R - \Delta R + R + \Delta R} \cdot V_{cc} = \frac{R + \Delta R}{2R} V_{cc} = \left(\frac{1}{2} + \frac{\Delta R}{2R}\right) V_{cc}$$

$$v_d = v_2 - v_1 = \frac{\Delta R}{R} V_{cc} \quad | \quad V_{MC} = \frac{V_{cc}}{2} = 2{,}5\ V$$

$$v_d = \frac{5 \Delta R}{R}$$

(b) En el pont de resistències $R = 1k\Omega$, $\Delta R\ (\Omega) = 0{,}5\,P$ on P és la pressió aplicada al sensor en KPa. Calculeu el guany de l'amplificador d'instrumentació si volem un rang dinàmic a la sortida v_o de 10V: $0 < v_o \leq 10$, per un marge de pressions a mesurar de: $0KPa \leq P \leq 10KPa$. Donar el valor necessari de Rg que permet aquest guany, sabent que el guany de l'amplificador d'instrumentació depèn de Rg així: $G = \frac{100\ k\Omega}{Rg}$ on $G = \frac{v_o}{v_d}$

$$0 < P \leq 10\ KPa \Rightarrow 0 \leq v_o < 10V \qquad G = \frac{100\ k\Omega}{Rg} = \frac{v_o}{v_d}$$

$$v_o = \cancel{f(CMRR \to \infty)} = \underbrace{G}_{A_d} \cdot v_d = G \cdot \frac{\Delta R}{R} V_{cc} = G \cdot \frac{0{,}5P}{R} V_{cc}$$

$$G = \frac{10^4}{25} \quad OK$$

Si $P = 0 \Rightarrow v_o = 0$

$$\text{Si } P = 10 \Rightarrow v_o = 10 = G \cdot \frac{0{,}5 \cdot 10KPa}{1000} \cdot 5V \Rightarrow G = \frac{10^4}{25} = 400$$

$$G = \frac{100k\Omega}{Rg} \Rightarrow 400 = \frac{100}{Rg}\ [k\Omega] \quad Rg = \frac{100}{400} = 0{,}25\ k\Omega = 250\ \Omega$$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{in} + R_2 \left(I_b \mp \frac{I_{os}}{2}\right)$$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(-500 \left(I_b \pm \frac{I_{os}}{2}\right)\right) + R_2 \left(I_b \mp \frac{I_{os}}{2}\right)$$

$$v_o = -3000 \left(I_b \pm \frac{I_{os}}{2}\right) + 5000 \left(I_b \mp \frac{I_{os}}{2}\right)$$

$$v_o = 2000 \cdot 6 \cdot 10^{-8} A + 8000 \left(\mp \frac{I_{os}}{2}\right) =$$

$$= 8 \mu V$$

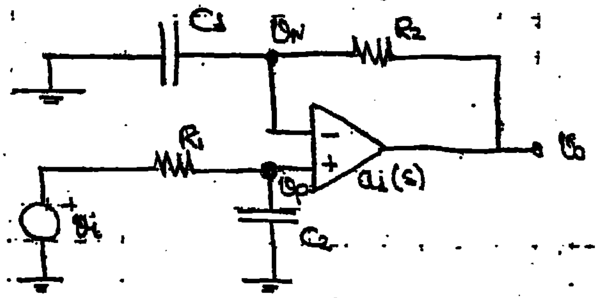
$$v_o = 2.98\, v_i + 0.3\, v_i + 8 \mu V = \cancel{3.3\, v_i + 8 \mu V}$$

$$G = \frac{v_o}{v_i} = \cancel{\frac{3.28 v_i + 8 \cdot 10^{-6} V}{v_i}} = \cancel{3.3} = \frac{2.98}{3}$$

$$\text{Error absolut} = \cancel{3.3 - 3 - 0.3} = 0.018$$

$$\text{Error relatiu} = \frac{0.018}{3} \times 100 = \cancel{10\%}\ 0.59\%$$

PROBLEMA 2. En el circuit de la figura:



Dades: $R_1 = R_2 = 10 K\Omega$, $C_1 = 1 \mu F$, $C_2 = 5 \mu F$,

$$a(s) = \frac{a_o\, \omega_1 \omega_2 \omega_3}{(s+\omega_1) \cdot (s+\omega_2) \cdot (s+\omega_3)} \quad \omega_1 = 0.1\, rad/s,\ \omega_2 = 10^3\, rad/s,\ \omega_3 = 10^5\, rad/s$$

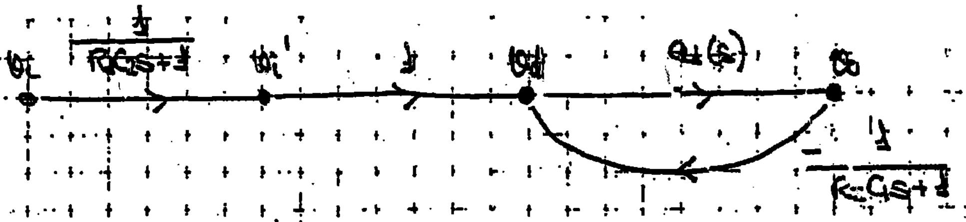
(a) Dibuixeu el diagrama de flux i trobar l'expressió del guany de llaç $T(s)$.

$$v_p = \frac{\frac{1}{C_2 s}}{R_1 + 1/C_2 s}\, v_i = \frac{1}{R_1 C_2 s + 1}\, v_i = v_N$$

$$v_N = \frac{1/C_1 s}{R_2 + 1/C_1 s}\, v_o = \frac{1}{R_2 C_1 s + 1}\, v_o$$

$$v_d = v_p - v_N = \frac{1}{R_1 C_2 s + 1}\, v_i - \frac{1}{R_2 C_1 s + 1}\, v_o$$

$$v_o = a_i(s) \cdot v_d$$



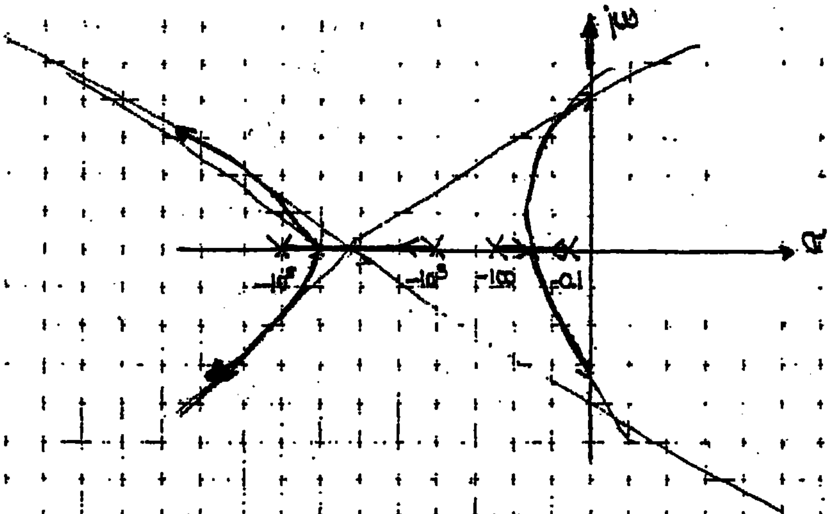
$$f(s) = \frac{1}{R_2C_1s+1}$$

$$T(s) = a_1(s)\,f(s) = \frac{a_0\,\omega_1\,\omega_2\,\omega_3}{(s+\omega_1)\cdot(s+\omega_2)\cdot(s+\omega_3)}\cdot\frac{1}{(R_2C_1s+1)} =$$

$$= \frac{a_0\,\omega_1\,\omega_2\,\omega_3\,/R_2C_1}{(s+\omega_1)\cdot(s+\omega_2)\cdot(s+\omega_3)\cdot\left(s+\frac{1}{R_2C_1}\right)}$$

(b) Dibuixeu aproximadament el lloc geomètric de les arrels de T(s) i trobeu els valors de a_0 que fan estable el circuit.

$$T(s) = \frac{10^9\,a_0}{(s+0.1)\cdot(s+1000)\cdot(s+10^5)\cdot(s+100)}$$



Angle: $\frac{-(1+2a)\pi}{n-m} = \frac{-[1(+2a)]\pi}{4}$

$-\pi/4,\ -\frac{3\pi}{4},\ \frac{5\pi}{4},\ \frac{\pi}{4}$

$$\sigma_0 = \frac{\sum p - \sum z}{4}$$

$$\sigma_a = \frac{-0.1-100-1000-10^5}{4}$$

$$\sigma_a = -25275 \cong -2.5\cdot 10^4$$

$$T(s) = \frac{10^9\,a_0}{(s+0.1)\cdot(s+1000)\cdot(s+10^5)\cdot(s+100)} = -1$$

$$-10^9 a_0 = [(s+0.1)\cdot(s+1000)]\cdot[(s+10^5)\cdot(s+100)]$$

$$-10^9 a_0 = [s^2+10^3 s+100]\cdot[s^2+10^5 s+10^7]$$

$$-10^9 a_0 = s^4+10^5 s^3+10^7 s^2+10^3 s^3+10^8 s^2+10^{10} s+100 s^2+10^7 s+10^9$$

$$-10^9 a_0 = s^4+10^5 s^3+1.1 s^2+10^{10} s+10^9$$

$s^4+10^5 s^3+1.1 s^2+10^{10} s+10^9(1+a_0)=0$ Ara només falta aplicar Routh

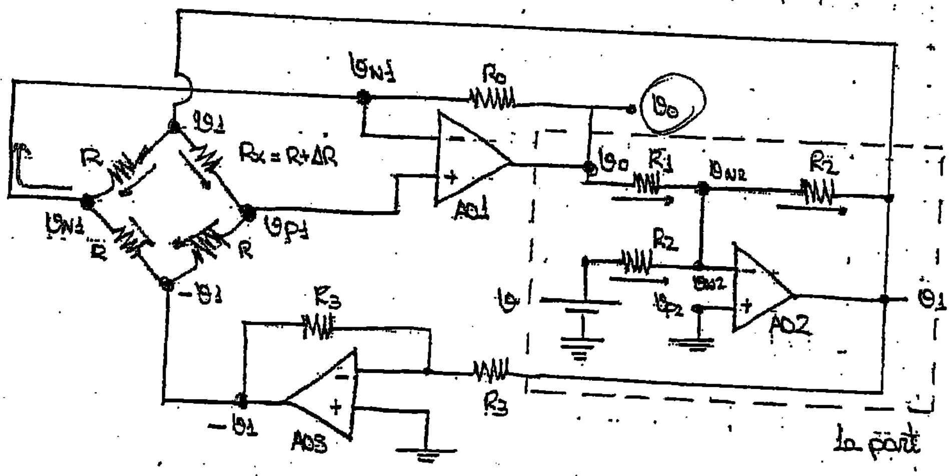
(c). Calcular el valor mínim del CMRR, en dB, de l'amplificador d'instrumentació, si volem un error màxim a la sortida de 10 mV degut a la tensió en mode comú present a l'entrada.

$$v_{o,error} = G \cdot \frac{V_{MC}}{CMRR} = A_d \cdot \frac{V_{MC}}{CMRR} = A_d \cdot \frac{V_{cc}/2}{CMRR}$$

$$10\text{ mV} \geq 400 \frac{2.5}{CMRR} \Rightarrow CMRR \geq \frac{400 \cdot 2.5}{10^{-2}} = 10^5$$

$$CMRR_{min} = 20 \log 10^5 = 100 \text{ dB}$$

PROBLEMA 4 [24]. Es disposa del sistema de mesura basat en un pont de Wheatstone com el representat a la figura.



Per aquest circuit es demana:

(a) L'expressió de la tensió v_1 en funció de v_o, v i les resistències del circuit.

1a part: KCL v_{N2}: $\frac{v-0}{R_2} + \frac{v_o - 0}{R_1} = \frac{0 - v_1}{R_2} \Rightarrow v_1 = -v - \frac{R_2}{R_1} v_o$

(b) L'expressió de la tensió v_o en funció de ΔR, de les resistències del circuit i de v_1.

2a part: PONT. $v_{P1} = \{CCV\} = v_{N1}$

KCL v_{P1}: $\frac{v_1 - v_{P1}}{R+\Delta R} = \frac{v_{P1} - (-v_1)}{R}$ Ja que l'etapa de l'AO3 és un inversor amb Guany = -1.

$$R v_1 - R v_{P1} = R v_{P1} + R v_1 + \Delta R v_{P1} + \Delta R v_1$$

$$(2R+\Delta R) v_{P1} = -\Delta R v_1 \Rightarrow v_{P1} = \frac{-\Delta R}{2R+\Delta R} v_1 = v_{N1}$$

KCL v_{N1}: $\frac{v_1 - v_{N1}}{R} = \frac{v_{N1} - (-v_1)}{R} + \frac{v_{N1} - v_o}{R_o}$

$$\frac{v_o - v_{N1}}{R_o} = \frac{2 v_{N1}}{R} \qquad v_o = \left(1 + \frac{2R_o}{R}\right) v_{N1}$$

NOTE BOOK

no continua a [illegible]

Circuit limitador (o retallador)

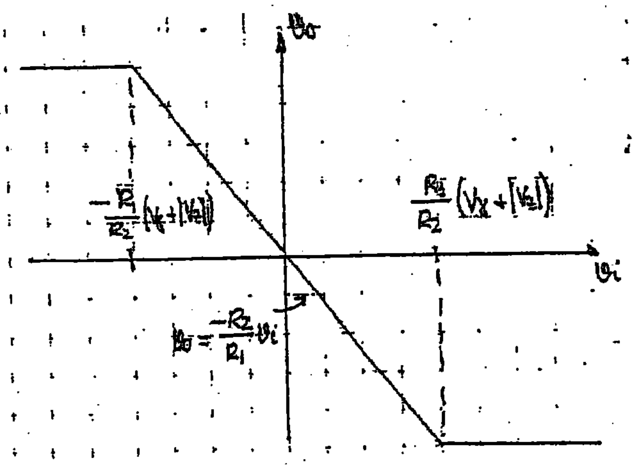
Ens queda: $\frac{-R_1}{R_2}\left(V_\gamma + |V_z|\right) < v_i \leq \frac{R_1}{R_2}\left(V_\gamma + |V_z|\right)$

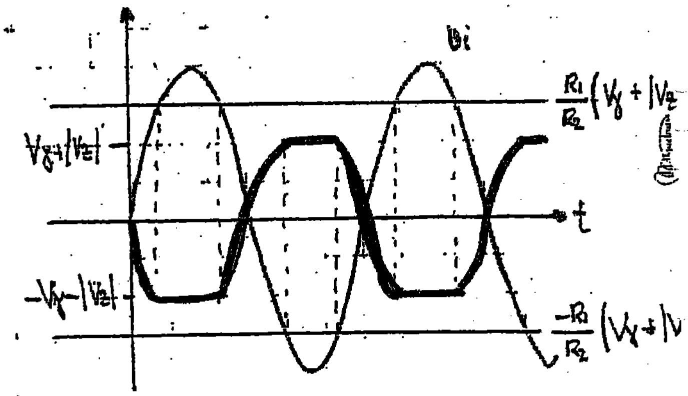
Si $v_i > \frac{R_1}{R_2}\left(V_\gamma + |V_z|\right) \Rightarrow D_1$ ON, D_2 RUPTURA

$$v_o = v_{d2} - v_{d1} \qquad \left.\begin{array}{l} v_{d1} = V_\gamma \\ v_{d2} = -|V_z| \end{array}\right\} \; v_o = -|V_z| - V_\gamma$$

Si $v_i < -\frac{R_1}{R_2}\left(V_\gamma + |V_z|\right) \Rightarrow D_1$ RUPTURA, D_2 ON

$$v_o = v_{d2} - v_{d1} \qquad \left.\begin{array}{l} v_{d1} = -|V_z| \\ v_{d2} = V_\gamma \end{array}\right\} \; v_o = V_\gamma + |V_z|$$

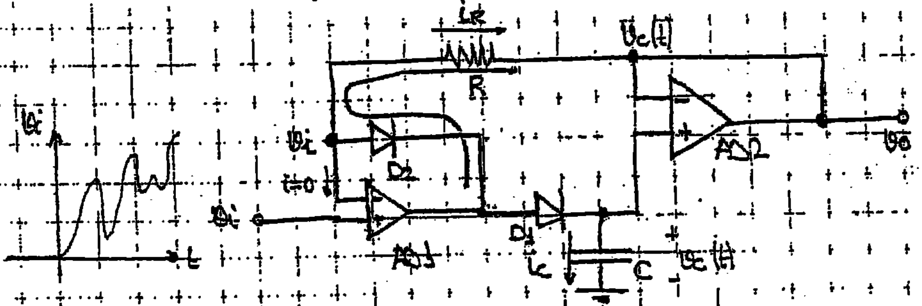




- DETECTORS DE PIC (D'AMPLITUD)

És un circuit que "detecta" el valor màxim de la tensió d'entrada.

Per tensions positives ($v_i \geq 0$):



En $t<0$: Règim estacionari, condensador descarregat.

$v_c(0) = 0V \quad v_o = v_c$

En $t = 0^+$: $\left.\begin{array}{l} v_i > 0 \\ v_c(0^+) = 0 \end{array}\right|$ $i_R = \frac{v_i - v_c}{R} > 0$

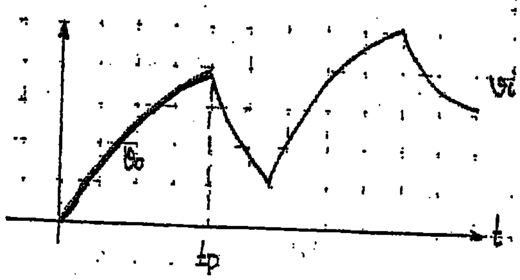
$i_R = -i_{d2} > 0 \Rightarrow i_{d2} < 0 \Rightarrow D_2$ OFF

$i_{d2} \simeq 0 \Rightarrow i_R \simeq 0 \Rightarrow R$ superflua

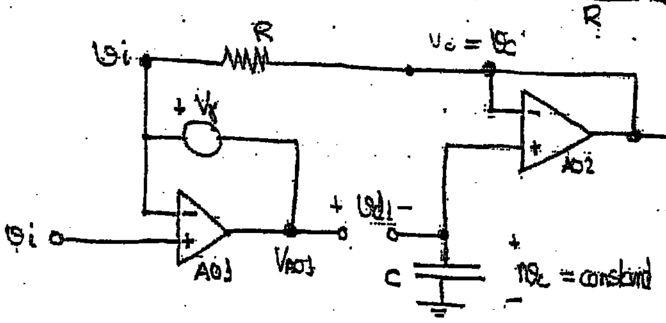
$v_o = v_c = v_i > 0$,, ja que R és supèrflua (D_2 OFF)

$i_c = C \dfrac{dv_c}{dt} > 0$ ... : càrrega del condensador. v_c positiva i augmenta amb el temps.

$i_c = i_{d1} > 0 \Rightarrow D_1$ ON



En $t = t_p$: $v_i \le v_o \Rightarrow i_R = \dfrac{v_i - v_o}{R} < 0 \Rightarrow i_{d2} = -i_R \ge 0 \Rightarrow D_2$ ON



$v_c = v_o$

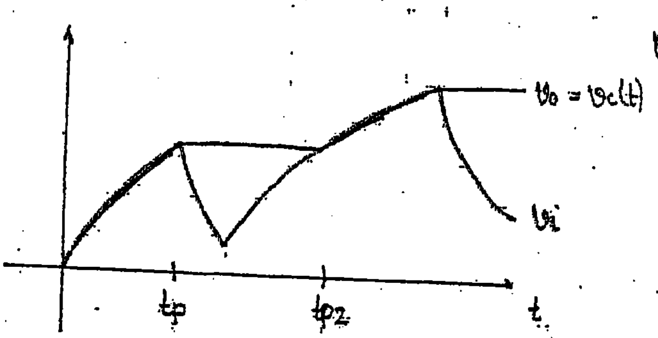
D_2 ON $\Rightarrow V_{AO1} = v_i - V_\gamma$

$v_{d1} = V_{AO1} - v_c = (v_i - V_\gamma) - v_o$

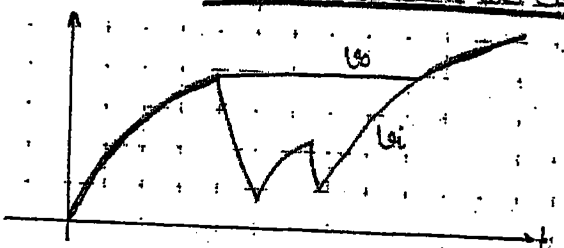
$v_i \le 0$,, $v_{d1} < 0 \Rightarrow D_1$ OFF

El condensador no es descarrega : v_c , constant

$v_c(t_p) = v_o$

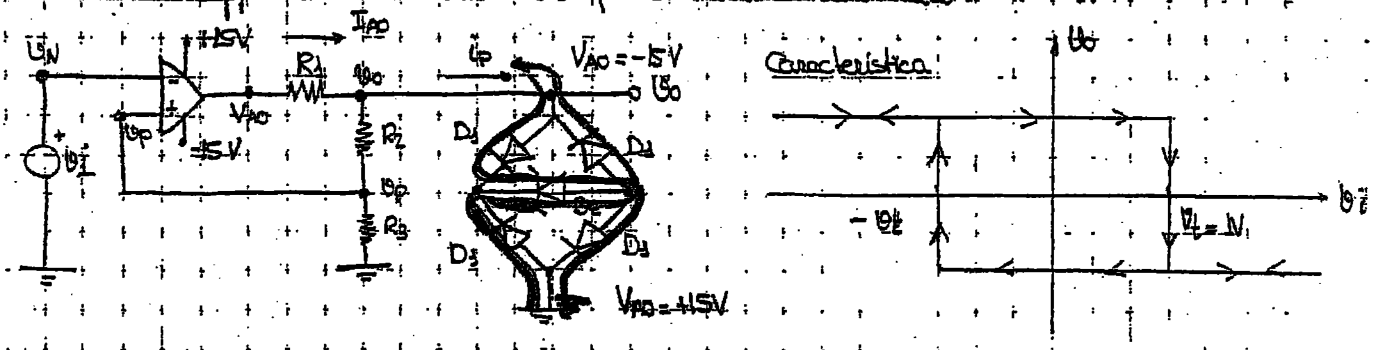


Aquest circuit no permet detectar tots els pics , per exemple en aquest cas:



Per solucionar aquest problema es col·loca una resistència (R_D) en paral·lel amb el condensador amb una $\tau = R_D \cdot C$ adequada per poder detectar tots els possibles pics de tensió.

PROBLEMA 1 [3] A partir del circuit de la figura següent, dissenyeu un comparador Schmitt-Trigger amb la característica que es mostra a continuació:



Dades: Tensió de ruptura del zener: $V_Z = 3.6V$

Tensió de conducció dels díodes: $V_{ON} = 0.7V$

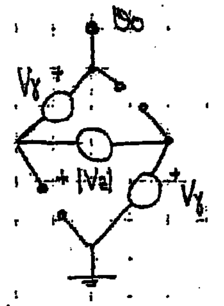
Corrent màxim a la sortida de l'AO: $I_{AO,max} = 25mA$

$R = R_2 + R_3 = 10K\Omega$

(a) Demostreu que la sortida només accepta valors +5V o -5V.

Si $V_{AO} = +15V \Rightarrow I_{AO} = i_{R1} = \dfrac{V_{AO} - v_o}{R1} > 0$

PONT:

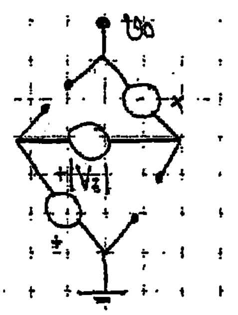


$v_o = V_\gamma + |V_z| + V_\gamma = 0.7 + 3.6 + 0.7 = 5V$

$I_{AO} = \dfrac{15-5}{R1} > 0$

Si $V_{AO} = -15V \Rightarrow I_{AO} < 0 \Rightarrow i_P < 0$

PONT:



$v_o = -V_\gamma - |V_z| - V_\gamma = -5V$

(b) Calculeu els valors de les resistències del circuit per $v_t = 1V$.

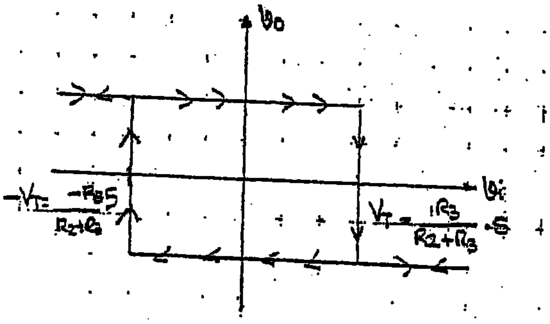
Si estem en saturació positiva: $V_{AO} = +15V$, $v_o = +5V$

$v_P > v_N \Rightarrow v_{R3} > v_i$

$\dfrac{R_3}{R_3+R_2} v_o > v_i \Rightarrow v_i < \dfrac{R_3}{R_2+R_3} \cdot 5$

Si estem en saturació negativa: $V_{AO} = -5V$ ∴ $v_o = -5V$

$$v_p \le v_n \Rightarrow v_{R3} \le v_i \quad \frac{R_3}{R_2+R_3} v_o < v_i \quad v_i > \frac{-R_3}{R_2+R_3} 5$$



$R_2 + R_3 = 10 K\Omega$

$\frac{R_3}{R_2+R_3} 5 = 1$, $R_3 = \frac{10 K\Omega}{5}$

$R_3 = 2 K\Omega$. $R_2 = 10 K\Omega - 2K\Omega = 8 K\Omega$

(c) A partir del corrent màxim a la sortida de l'AO, calcular R_1.

$$I_{AO,màx} = 25 mA = i_{R1} = \frac{V_{AO} - v_o}{R_1} = \frac{10}{R_1} \qquad \frac{10}{R_1} < 25 \cdot 10^{-3}$$

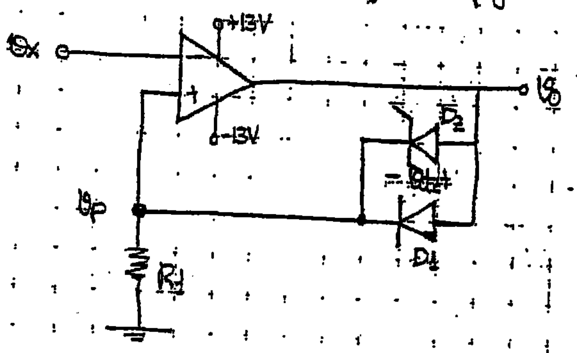
$$R_1 > \frac{10}{25 \cdot 10^{-3}} = 400 \Omega$$

(d) Buscar una solució alternativa per estabilitzar la sortida amb dos díodes zener:

El pont es comporta com:

$$v_o = \pm (V_\gamma + |V_Z|)$$

PROBLEMA 2 [32]. Es desitja dissenyar un comparador amb histèresis amb una amplada de cicle d'1V centrat a 0V. Per fer-ho es surt d'un circuit previ que es desitja aprofitar i que és el que es presenta a la següent figura:



Dades:

Tensió llindar del díode : $V_{ON} = 0.6V$

Tensió ruptura del zener: $V_Z = 5.1V$

(a) Dibuixar la característica (v_x, v_o).

En saturació positiva: $v_o = 13V$ | $v_p \ge v_N \Rightarrow v_{R1} \ge v_x \Rightarrow v_o - V_{ON} \ge v_x$

D_1 ON

$v_x \le 13 - 0.6 = 12.4 V$

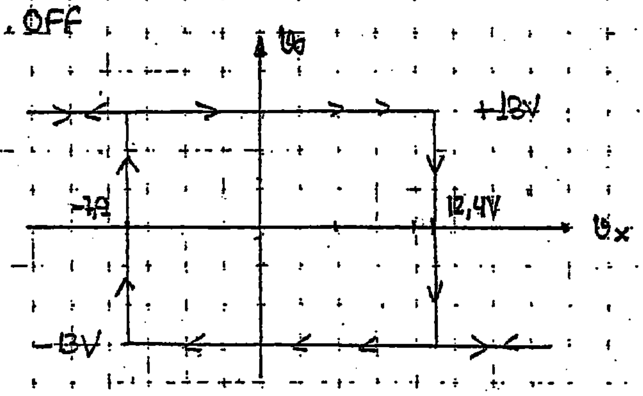
D_2 tall

NOTE BOOK

En saturació negativa: $v_o = -13V$. $v_N > v_P$, $v_{R1} < v_x$; $v_x > -13 + 5.1$

Zener en ruptura $\qquad v_x > -7.9\,V$

D1 OFF



(b) Calcular l'amplada i el centre del cicle d'histèresi.

$$\text{amplada} = 12.4V - (-7.9V) = 20{,}3V$$

$$\text{Centre} = \frac{12.4V + (-7.9V)}{2} = 2.25\,V$$

(c) Calculeu R_1 perquè la potència màxima sigui inferior a 100 mW en el díode i de 300 mW en el zener.

$$Pot = V \cdot I$$

Saturació positiva: $\quad v_{R1} = 13V - 0.6V = 12.4V$

$$i_{R1} = i_{d1} = \frac{12.4V}{R_1}$$

$$Pot_{d1} = 0.6V \cdot \frac{12.4V}{R_1} = \frac{7.44}{R_1} < 100 \cdot 10^{-3}$$

$$R_1 > \frac{7.44}{100 \cdot 10^{-3}} = 74.4\,\Omega$$

Saturació negativa: $\quad v_{R1} = -13V + 5.1V = -7.9V$

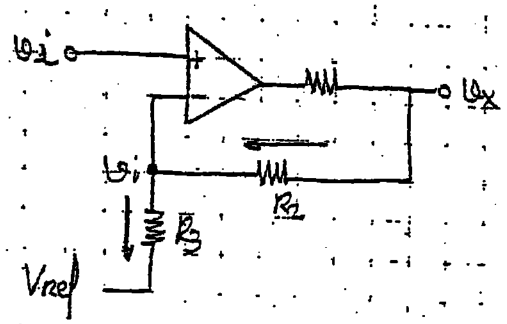
$$i_{R1} = i_{d2} = \frac{-7.9V}{R_1}$$

$$Pot\,d_2 = -5.1V \cdot \frac{-7.9V}{R_1} = \frac{40{,}29}{R_1} < 300 \cdot 10^{-3}$$

$$R_1 > \frac{40{,}29}{300 \cdot 10^{-3}} = 134.3\,\Omega$$

La del zener és més restrictiva, per tant, $R_1 > 134.3\,\Omega$

Per poder aconseguir un cicle d'histèresi amb centre a 0V i amplada 1V, es suggereix l'ús del següent circuit previ a l'anterior



(d) Calculeu R_2, R_3 i Vref perquè el conjunt d'aquest circuit i el de la figura anterior tingui una característica (v_i, v_o) amb un cicle d'histèresi centrat a 0V i amplada d'1V. Dibuixeu la característica (v_i, v_o).

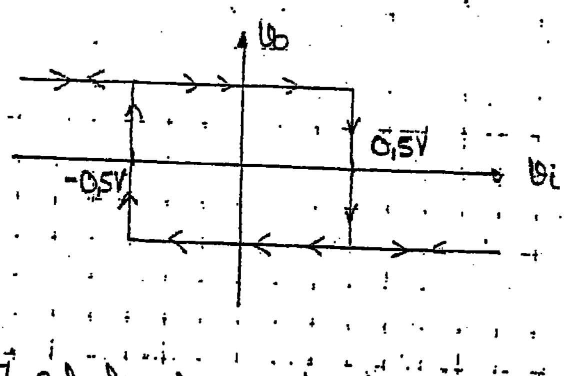
$$KCL\ v_i: \quad \frac{v_x - v_i}{R_2} = \frac{v_i - V_{REF}}{R_3} \Rightarrow v_x = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) v_i - \frac{R_2}{R_3} V_{ref}$$

$$12.4 = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \frac{1}{2} - \frac{R_2}{R_3} V_{ref}$$

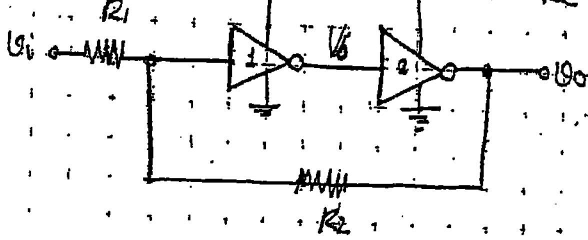
$$-7{,}9 = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \frac{-1}{2} - \frac{R_2}{R_3} V_{ref}$$

$$20{,}3 = 1 + \frac{R_2}{R_3} \Rightarrow \frac{R_2}{R_3} = 20{,}3 - 1 = 19{,}3$$

$$12.4 = 20.3 \cdot \frac{1}{2} - 19.3\ V_{ref} \quad V_{ref} = \frac{-2{,}25}{19{,}3} = -0{,}117\,V$$



PROBLEMA 3 [33]. Calculeu les característiques $v_o = f(v_i)$ dels circuits següents:



$R_1 = 1\,k\Omega$

$R_2 = 4\,k\Omega$

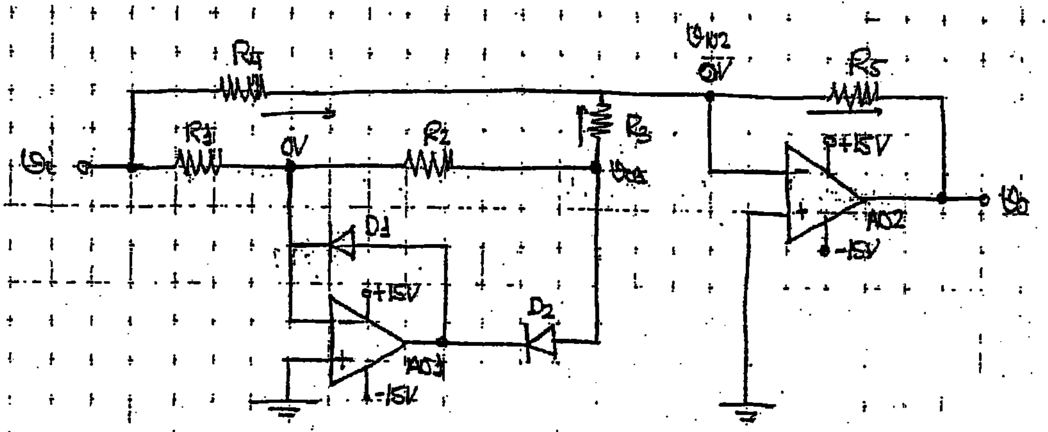
$V_{cc} = 5V$

NOTE BOOK

Si 1 i 2 són inversors de tensió lògics:

Si $v_i > 0$: $\Rightarrow V_b = 0 \Rightarrow v_o = V_{cc} = 5V$

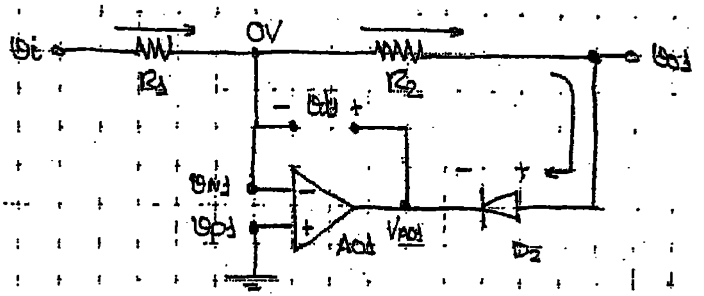
Si $v_i < 0$: $\Rightarrow V_b = V_{cc} \Rightarrow v_o = 0V$



Suposem els díodes ideals.

L'AO1, està realimentat negativament, ja que ~~si~~ o bé D_1 ON o bé D_2 ON, segons el signe de v_i. Té l'estructura d'un rectificador d'ona completa.

Si $v_i > 0$: D_1 OFF ja que $i_{R1} = \frac{v_i}{R_1} > 0$

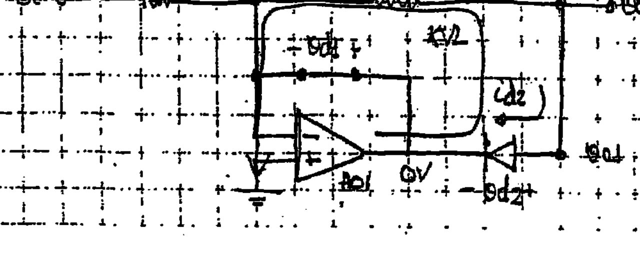


KCL v_{N1}: $\frac{v_i}{R_1} = \frac{-v_{o1}}{R_2} = i_{d2} = i_{R1} > 0 \Rightarrow i_{d2} > 0 \Rightarrow D_2$ ON

$$v_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} v_i$$

$v_{d1} = V_{AO1} \Rightarrow V_{AO1} = v_{o1} \leq 0 \Rightarrow v_{d1} \leq 0 \Rightarrow D_1$ OFF

Si $v_i < 0$: $i_{R1} = \frac{v_i}{R_1} < 0 \Rightarrow D_1$ ON



KVL: $v_{d2} + R_2 i_{d2} = 0$, $\quad i_{d2} = \frac{-v_{d2}}{R_2}$

que si D_2 estigués conduint $v_{d2} = V_\gamma \Rightarrow i_{d2} < 0$, per tant

D_2 OFF $\Rightarrow i_{d2} = i_{R2} = 0 \Rightarrow R_2$ superflua.

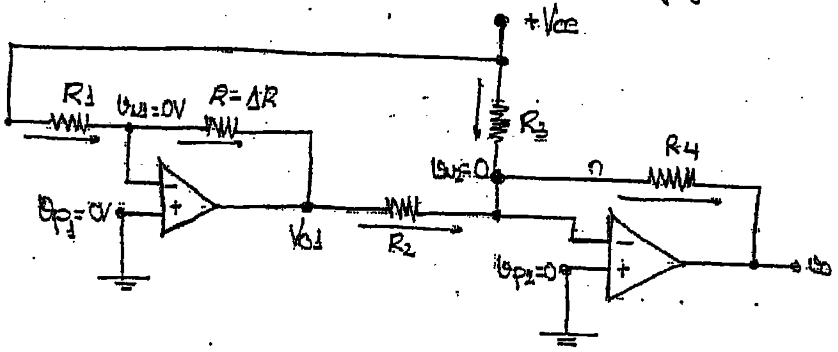
$v_{o1} = 0V$

KCL v_{N2}: $\frac{v_i}{R_4} + \frac{v_{o1}}{R_3} = \frac{-v_o}{R_5}$ $\quad v_o = \frac{-R_5}{R_4} v_i - \frac{R_5}{R_3} v_{o1}$

Si $v_i > 0$: $v_o = \frac{-R_5}{R_4} v_i + \frac{R_5 R_2}{R_3 R_1} v_i = \left(\frac{R_5 R_2}{R_3 R_1} - \frac{R_5}{R_4}\right) v_i$

Si $v_i < 0$: $v_o = \frac{-R_5}{R_4} v_i$

PROBLEMA 5 [25] Al circuit que apareix a la figura es demana:



(a) Calcular l'expressió de vo en funció de les resistències del circuit i de Vcc.

$v_{p1} = 0V = \{CCV\} = v_{N1}$ $\quad$ KCL v_{N1}: $\frac{V_{cc}}{R_1} = \frac{-v_{o1}}{R-\Delta R}$ $\quad v_{o1} = \frac{-R+\Delta R}{R_1} V_{cc}$

$v_{p2} = 0V = \{CCV\} = v_{N2}$ $\quad$ KCL v_{N2}: $\frac{v_{o1}}{R_2} + \frac{V_{cc}}{R_3} = \frac{-v_o}{R_4}$

$$v_o = \frac{-R_4 v_{o1}}{R_2} - \frac{R_4 V_{cc}}{R_3} = \frac{R_4}{R_2 R_1}(R-\Delta R) V_{cc} - \frac{V_{cc}}{R_3} R_4$$

$$v_o = \left(\frac{R_4}{R_2 R_1}(R-\Delta R) - \frac{R_4}{R_3}\right) V_{cc}$$

(b) Expressar la relació anterior en dos sumands, de forma que un d'ells sigui independent de ΔR. Si interessa que la sortida sigui únicament proporcional a ΔR, quina condició cal imposar a les resistències del circuit?

$$v_o = \left(\frac{R_4 R}{R_2 R_1} - \frac{R_4}{R_3}\right) V_{cc} - \frac{R_4 \Delta R}{R_2 R_1} V_{cc}$$

$$\frac{R_4 R}{R_2 R_1} = \frac{R_4}{R_3} \Rightarrow R_3 R = R_2 R_1$$

(c) Si és complex que: $R_1 = R_2 = R_3 = R = 100\,\Omega$, calculeu el valor de R_4 perquè la tensió de sortida v_o sigui 10 V per $\frac{\Delta R}{R} = 0{,}2$.

$$\Delta R = 0.2 \cdot R = 0.2 \cdot 100\,\Omega = 20\,\Omega$$

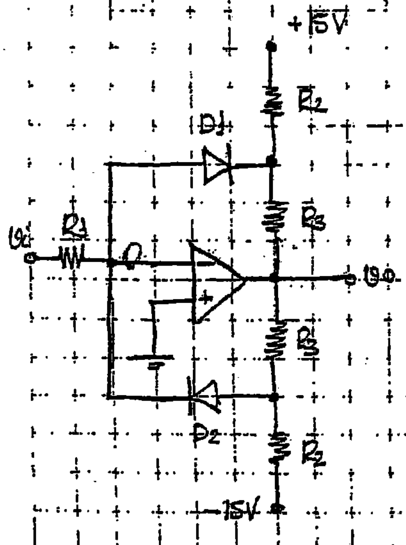
$$v_o = -\frac{R_4 \Delta R}{R_2 R_1} V_{cc} \qquad 10 = -\frac{R_4 \cdot 20\,\Omega}{100\,\Omega \cdot 100\,\Omega} \cdot V_{cc}$$

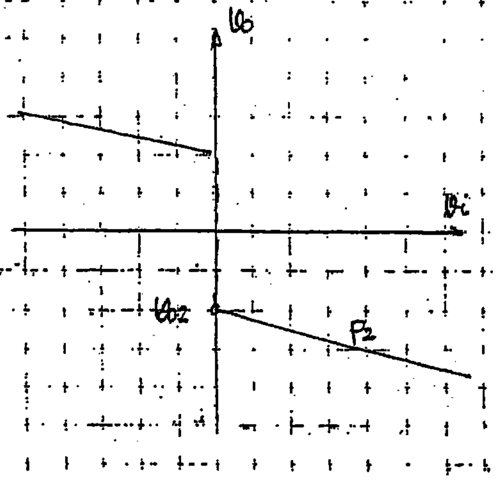
$$R_4 = \frac{-10}{2 \cdot 10^{-3} \cdot V_{cc}} = \frac{-5000}{V_{cc}}$$

Si prenem $V_{cc} = -15V$

$$R_4 = 333\,\Omega$$

PROBLEMA 4 [B3]. El circuit de la figura següent és un comparador en el que la relació entre el senyal d'entrada i la de sortida és la de la figura. Demostreu que $v_{o2} = -8.55V$ i que el pendent $p_2 = -0.01$.





Dades:

Tensió llindar del diode

$V_{on} = 0.7V$

$R_1 = 100\,K\Omega$, $R_2 = 2K\Omega$

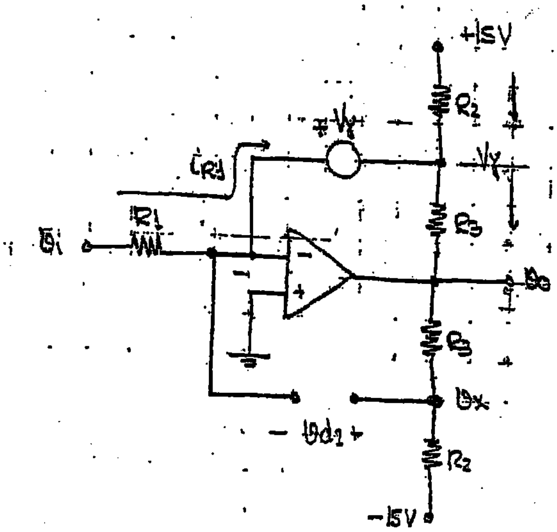
$R_3 = 1\,K\Omega$

Segons el signe de v_i, tindrem D_1 ON o bé D_2 ON; en qualsevol dels dos casos, l'AO es trobarà a la zona lineal: $v_N = v_P = 0$. (c.v.)

$$i_{R1} = \frac{v_i}{\ }$$

Si $\boxed{v_i > 0}$ $\Rightarrow$ $i_{R1} > 0$ $\Rightarrow$ D_1 ON, D_2 OFF.

$i_{d1} = i_{R1} > 0$



KCL_{-V_γ}: $\dfrac{15-(-V_\gamma)}{R_2} + \dfrac{v_i}{R_1} = \dfrac{-V_\gamma - v_o}{R_3}$

$$v_o = \underbrace{-R_3\left(\frac{15+V_\gamma}{R_2} + \frac{V_\gamma}{R_3}\right)}_{v_{o2}} \underbrace{- \frac{R_3}{R_1}}_{p_2} v_i$$

Cal comprovar que D_2 està en tall:

KCL v_x: $\dfrac{v_o - v_x}{R_3} = \dfrac{v_x + 15\text{ V}}{R_2}$

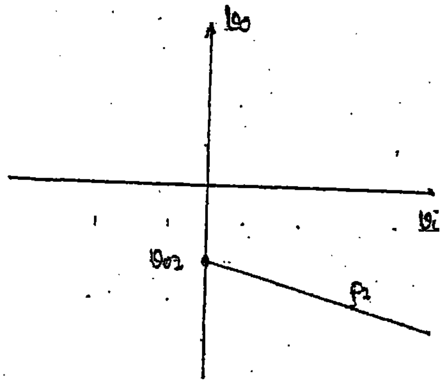
$R_3 v_x + R_3 15 = R_2 v_o - R_2 v_x$

$v_x = \dfrac{R_2 v_o - R_3 15}{(R_2+R_3)} < 0$

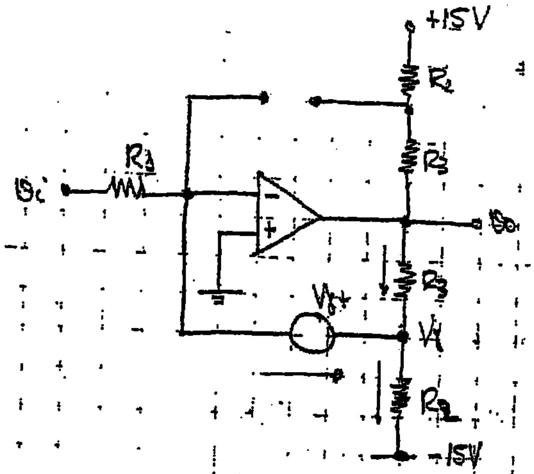
ja que $v_o < 0$

Per tant, $v_{d2} = v_x - 0$

$v_{d2} < 0 \Rightarrow D_2$ OFF.



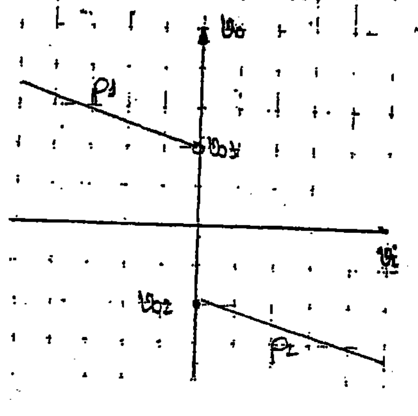
Si $\boxed{v_i < 0}$ $\Rightarrow$ $i_{R1} < 0$ $\Rightarrow$ D_1 OFF, D_2 ON



KCL V_γ: $\dfrac{v_o - V_\gamma}{R_3} + \dfrac{v_i}{R_1} = \dfrac{V_\gamma + 15}{R_2}$

$\dfrac{v_o - V_\gamma}{R_3} = \dfrac{V_\gamma + 15}{R_2} - \dfrac{v_i}{R_1}$

$$v_o = \underbrace{V_\gamma + \frac{R_3}{R_2}(V_\gamma + 15)}_{v_{o1}} \underbrace{- \frac{R_3}{R_1}}_{p_1} v_i$$



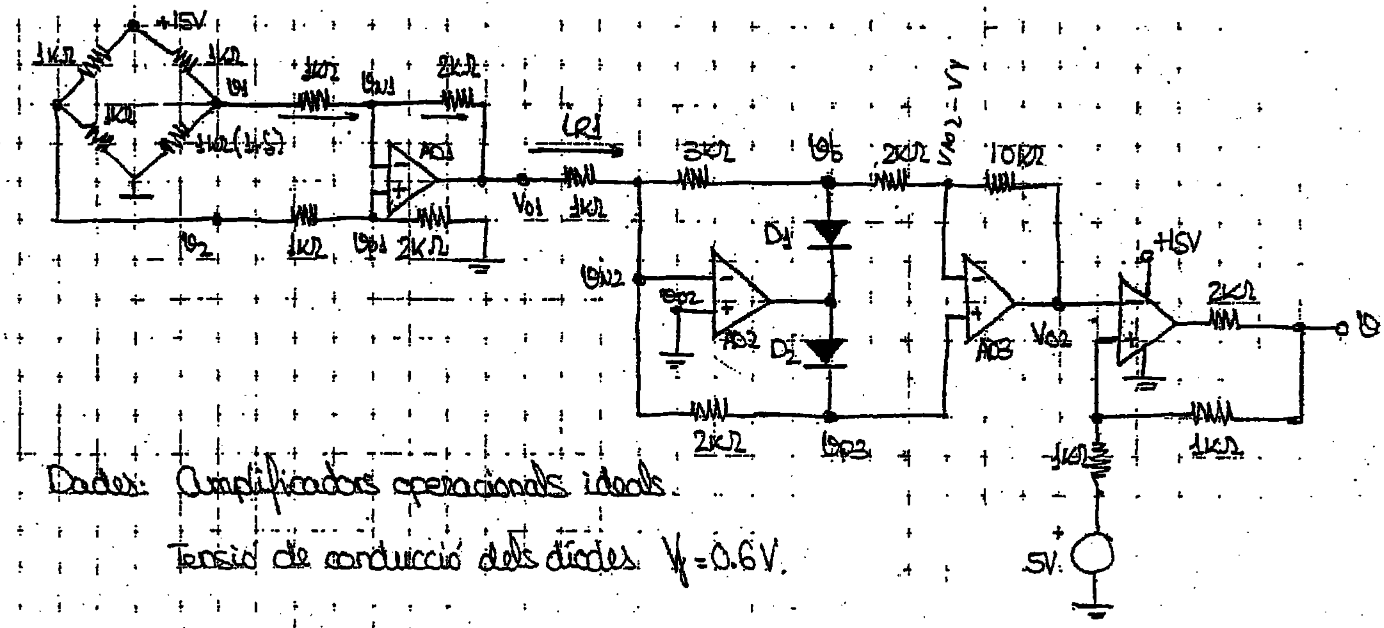
$v_{o2} = -R_3\left(\dfrac{15+V_\gamma}{R_2} + \dfrac{V_\gamma}{R_3}\right) =$

$= -10^3 \cdot \left(\dfrac{15+0.7}{2\cdot 10^3} + \dfrac{0.7}{10^3}\right) = -8.55\text{ V}$

$p_2 = -\dfrac{R_3}{R_1} = -\dfrac{1000}{100\cdot 10^3} = -0.01$

NOTE BOOK

Examen Parcial. 24/05/2002



Dades: Amplificadors operacionals ideals.

Tensió de conducció dels díodes $V_\gamma = 0.6V$.

Donat el circuit de la figura, trobeu:

(a) La tensió de sortida de la primera etapa Vo1 en funció de la variació del sensor (δ).

$$v_1 = 15 \cdot \frac{10^3(1+\delta)}{10^3 + 10^3(1+\delta)} = 15 \cdot \frac{1+\delta}{2+\delta}$$ I linealitzant el pont:

$$v_1 = 7.5 \cdot (1+\delta)$$

$$v_2 = 15 \cdot \frac{10^3}{10^3 + 10^3} = 7.5V$$

KCL v_1
KCL v_2

L'AO1 està treballant a la zona lineal; per tant, $v_{P1} = v_{N1}$.

$$v_{P1} = v_2 \cdot \frac{2 \cdot 10^3}{10^3 + 2 \cdot 10^3} = \frac{2}{3} 7.5V = 5V.$$

$$v_{N1} = 5V$$

KCL v_{N1}: $\frac{v_1 - v_{N1}}{10^3} = \frac{v_{N1} - v_{o1}}{2 \cdot 10^3} \Rightarrow 2000\, v_1 - 2000\, v_{N1} = 1000\, v_{N1} - 1000\, v_{o1}$

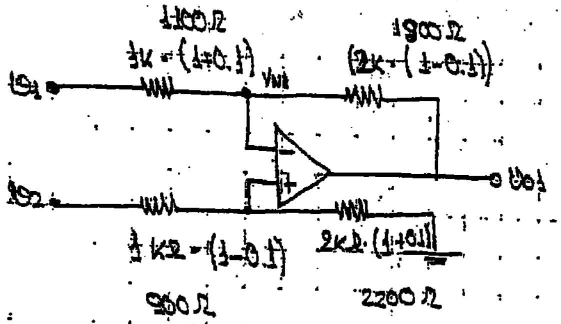
$$-1000 v_{o1} = -1000\, v_{N1} - 2000\, v_{N1} + 2000\, v_1$$

$$v_{o1} = 3 v_{N1} - 2 v_1$$

$$v_{o1} = 15 - 15(1+\delta) = -15\delta$$

(b) El CMRR de la primera etapa, considerant que la tolerància de les resistències és del 10%.

Si considerem el pitjor dels casos:



$$v_{P1} = v_2 \cdot \frac{2200}{900+2200} = 0.71\, v_2$$

v_{o1}? KCL v_{N1}: $\dfrac{v_1 - v_{N1}}{10^3(1+0.1)} = \dfrac{v_{N1} - v_{o1}}{2\cdot 10^3 \cdot (1-0.1)}$

$$v_{o1} = \frac{-2(1-0.1)}{(1+0.1)}(v_1 - v_{N1}) + v_{N1}$$

$$v_{o1} = \frac{-1.8}{1.1} v_1 + 2.63\, v_{N1} = -1.63 v_1 + 2.63 \cdot (0.71\, v_2)$$

$$v_{o1} = 1.87\, v_2 - 1.63\, v_1$$

$$\left.\begin{array}{l} v_d = v_2 - v_1 \\ V_{MC} = \dfrac{v_2 + v_1}{2} \end{array}\right\} \quad \begin{array}{l} v_1 = V_{MC} - \dfrac{v_d}{2} \\ v_2 = V_{MC} + \dfrac{v_d}{2} \end{array}$$

$$v_{o1} = 1.87\left(V_{MC} + \frac{v_d}{2}\right) - 1.63\left(V_{MC} - \frac{v_d}{2}\right)$$

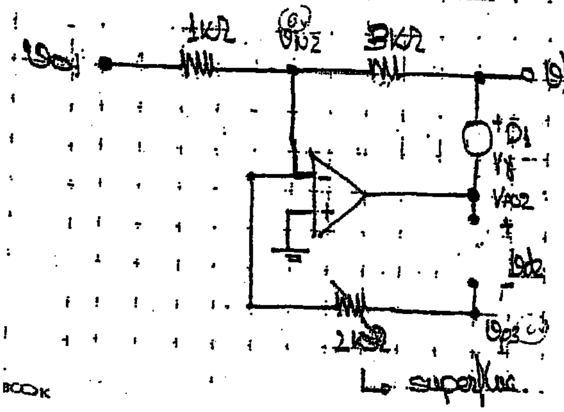
$$v_{o1} = 0{,}24\, V_{MC} + 0.93\, v_d + 0.82\, v_d = 0{,}24\, V_{MC} + 1.75\, v_d$$

$$CMRR = 20 \log \frac{A_d}{A_{MC}} = 20 \log \frac{1.75}{0.24} = 17.25\ dB$$

(c) La tensió de sortida de la segona etapa (v_{o2}) en funció de la primera (v_{o1}) i la tensió de sortida del circuit (v_o).

Depenent del signe de v_{o1}, o D1 ON, o bé D2 ON, amb la qual cosa l'AO2 sempre opera en la zona lineal amb $v_{P2} = v_{N2} = 0$.

Si $v_{o1} > 0$, $i_{R1} = \dfrac{v_{o1}}{10^3} > 0 \Rightarrow$ D1 ON, D2 OFF.



KCL v_{N2}: $\dfrac{v_{o1}}{10^3} = \dfrac{-v_b}{3\cdot 10^3} = i_{d1} \Rightarrow$ D1 ON

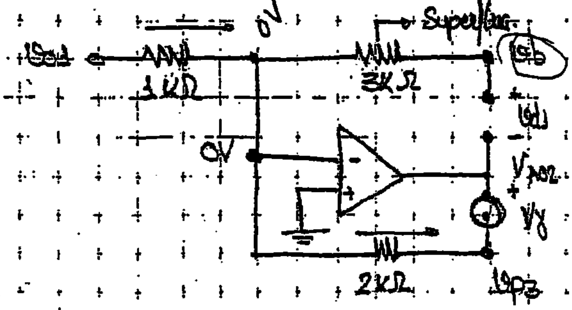
$v_b = -3 v_{o1}$ $\quad v_{P2} = 0V$

$V_{AO2} = v_b - V_\gamma = -3 v_{o1} - V_\gamma < 0$

$v_{d2} = V_{AO2} < 0 \Rightarrow$ D2 OFF

NOTEBOOK

Si $v_{o1} < 0 \Rightarrow i_{R1} < 0 \Rightarrow$ D1 OFF , D2 ON



$v_b = 0V$

$KCL_{v_{N2}}: \dfrac{v_{o1}}{1K\Omega} = \dfrac{-v_{p3}}{2K\Omega} = -i_{d2} \Rightarrow i_{d2} > 0$

D2 ON

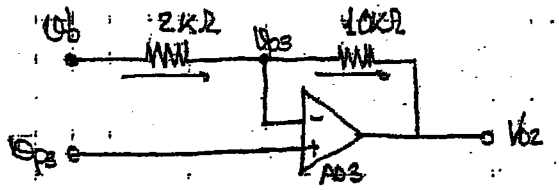
$v_{p3} = -2v_{o1}$

$V_{AO2} = V_\gamma + v_{p3} = V_\gamma - 2v_{o1} > 0$

i $v_{d1} = -V_{AO2} < 0 \Rightarrow$ D1 OFF

Conclusió: Si $v_{o1} > 0 \Rightarrow v_b = -3v_{o1}$, $v_{p3} = 0$

Si $v_{o1} < 0 \Rightarrow v_b = 0$, $v_{p3} = -2v_{o1}$



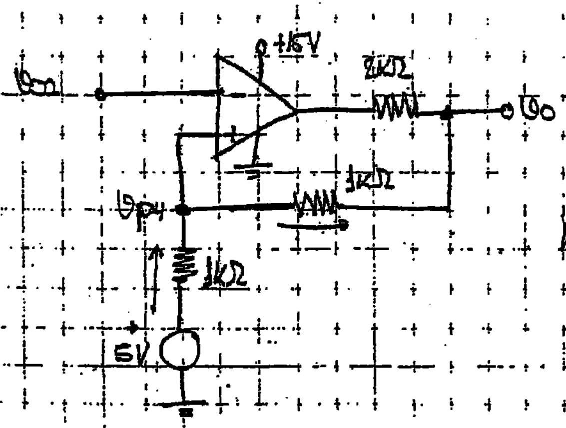
$KCL_{v_{p3}}: \dfrac{v_b - v_{p3}}{2\cdot 10^3} = \dfrac{v_{p3} - v_{o2}}{10^4}$

$-v_{o2} = 5v_b - 6v_{p3}$

$v_{o2} = -5v_b + 6v_{p3}$

Si $v_{o1} > 0 \Rightarrow v_{o2} = 15v_{o1} \Rightarrow v_{o1} = \dfrac{v_{o2}}{15}$

Si $v_{o1} < 0 \Rightarrow v_{o2} = -12v_{o1} \Rightarrow v_{o1} = \dfrac{-v_{o2}}{12}$



Saturació positiva: $v_o = 15V$

$v_p > v_N$, $v_N = v_{o2}$

$KCL_{v_{N4}}: \dfrac{5 - v_{p4}}{10^3} = \dfrac{v_{p4} - 15V}{10^3}$

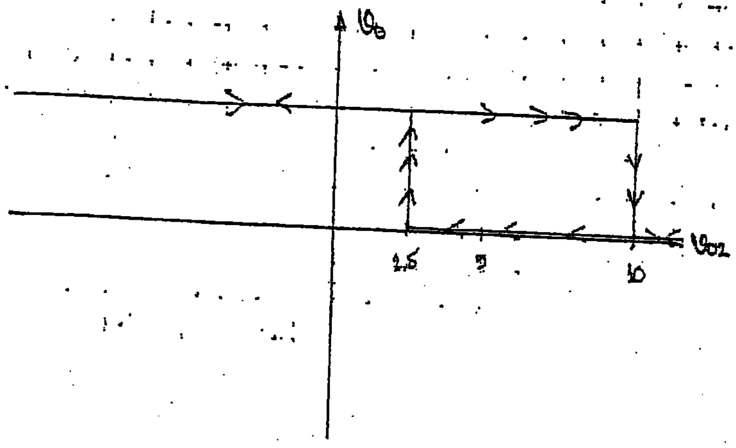
$2v_{p4} = 20V \Rightarrow v_{p4} = 10V$

$v_{o2} \leq 10V$

Saturació negativa: $v_o = 0V$, $v_P < v_N$; $v_N = v_{o2}$

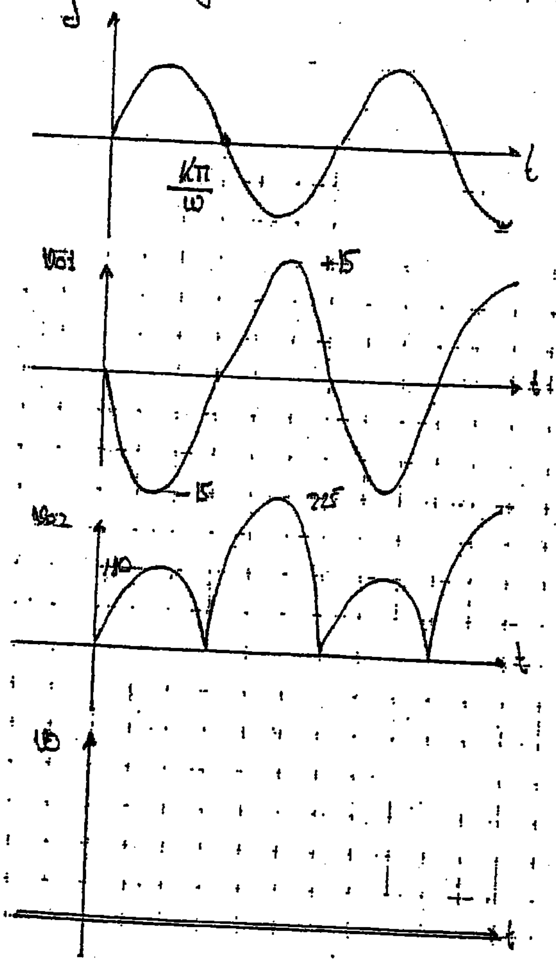
KCL v_{P4}: $\frac{5 - v_{P4}}{10^3} = \frac{v_{P4}}{10^5} \Rightarrow v_{P4} = \frac{5}{2} = 2.5V$

$v_{o2} \geq 2.5V$

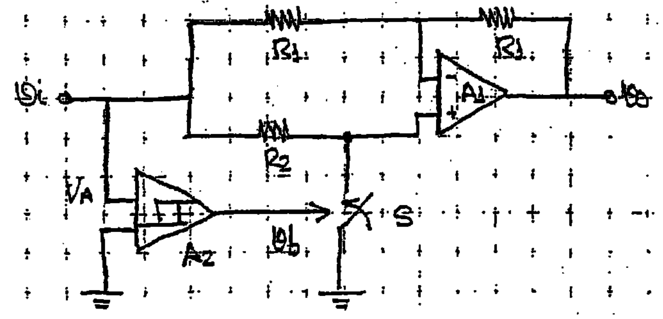


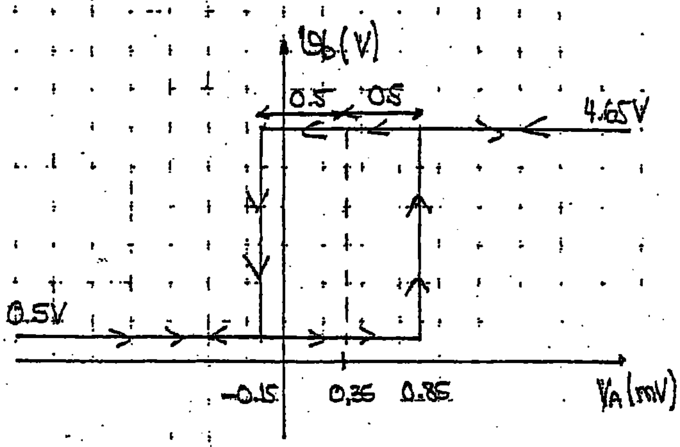
$v_o = 15V$ si $v_{o2} < 10V \Rightarrow -12 v_{o1} < 10V$, $v_{o1} > \frac{10}{12} = 0.833$ No VAL ja que $v_{o1} < 0$

(d) Considerant que la variació del sensor és de forma sinusoidal $\delta = \sin \omega t$, dibuixem la forma de la tensió de sortida v_o:



PROBLEMA 8 [36]. El circuit de la figura és un rectificador de precisió no inversor que utilitza un amplificador operacional convencional A_1 i un comparador amb histèresi A_2 amb la característica que es representa a la figura. La sortida del comparador controla un interruptor S suposat ideal.



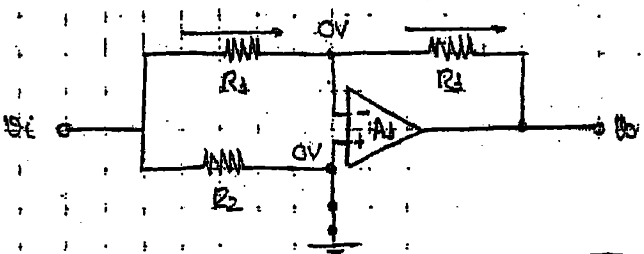


Dades: $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 20k\Omega$

(a) Perquè el funcionament sigui el previst (rectificador de precisió) deduïu quin dels dos nivells del comparador (alt o baix) és el que tanca l'interruptor.

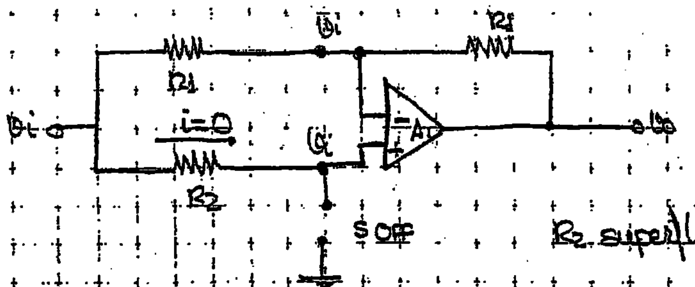
És un rectificador de doble ona.

S_{ON}



KCL v_N: $\frac{v_i - 0}{R_1} = \frac{0 - v_o}{R_1} \Rightarrow \boxed{v_o = -v_i} \Rightarrow v_i < 0$

S_{OFF}



R_2 superflua

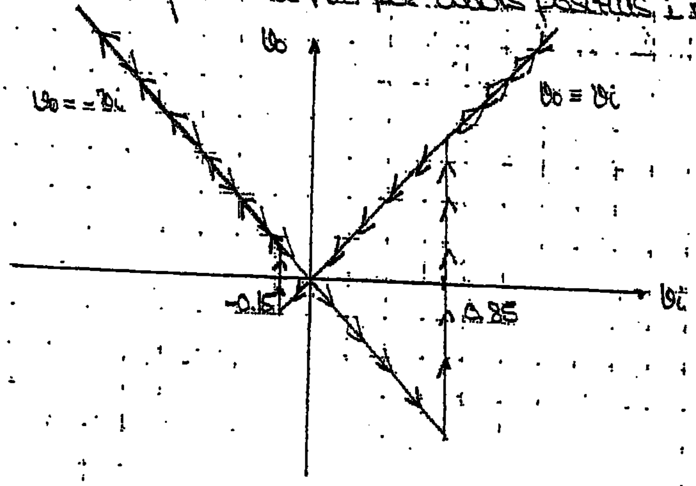
KCL v_N: $\frac{v_i - v_i}{R_1} = \frac{v_i - v_o}{R_1} = 0 \Rightarrow v_o = v_i$, $v_i \geq 0$

El comparador amb histèresi és no inversor.

$v_i = V_A < 0 \Rightarrow v_B$ baix $\Rightarrow S_{ON}$ $(v_o = -v_i)$

$v_i = V_A > 0 \Rightarrow v_B$ alt $\Rightarrow S_{OFF}$ $(v_o = v_i)$

(b) Calcular la funció $v_o(v_i)$ per valors positius i negatius de l'entrada.

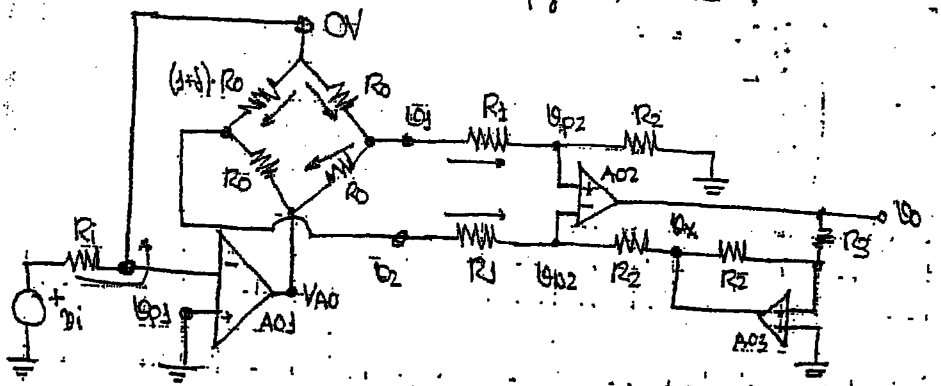


(c) Quina missió compleix la histèresi que té el comparador?

La histèresi evita les múltiples commutacions de funció que produiria el soroll si es tractés d'un comparador funcional

Examen Parcial. 30/05/2003.

PROBLEMA 1: En el circuit de la figura, trobeu:



Dades: $R_i = 50\Omega$, $R_o = 100\Omega$, $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 20k\Omega$, $R_3 = 500k\Omega$, $v_i = 10V$

(a) La tensió diferencial i en mode comú a la sortida del pont.

AO1 realimentat negativament $\Rightarrow v_P = 0V = v_N$

KCL v_{N1}: $\dfrac{v_i}{R_i} = \dfrac{-v_1}{R_o} + \dfrac{-v_2}{R_o(1+\delta)}$

KCL v_1: $\dfrac{-v_1}{R_o} = \dfrac{v_1 - V_{AO}}{R_o} \Rightarrow V_{AO} = 2v_1 \Rightarrow v_1 = \dfrac{V_{AO}}{2}$

KCL v_2: $\dfrac{-v_2}{R_o(1+\delta)} = \dfrac{v_2 - V_{AO}}{R_o} \Rightarrow V_{AO} = v_2 + \dfrac{v_2}{(1+\delta)} = \dfrac{v_2(2+\delta)}{(1+\delta)} \Rightarrow v_2 = \dfrac{V_{AO}(1+\delta)}{(2+\delta)}$

$$\frac{v_i}{R_i} = \frac{-V_{AO}}{2R_o} - \frac{V_{AO}(1+\delta)}{R_o(2+\delta)(1+\delta)} \Rightarrow \frac{v_i}{50} = \frac{-V_{AO}}{200} - \frac{V_{AO}}{100(2+\delta)}$$

$$\frac{v_i}{5d} = \frac{-2\,V_{AO} - (2+s)V_{AO}}{200(2+s)} = \frac{-(4+s)V_{AO}}{200(2+s)}$$

$$V_{AO} = \frac{-4(2+s)}{(4+s)} v_i \Rightarrow v_1 = \frac{-2(2+s)}{(4+s)} v_i$$

$$v_2 = \frac{-4(1+s)}{(4+s)} v_i$$

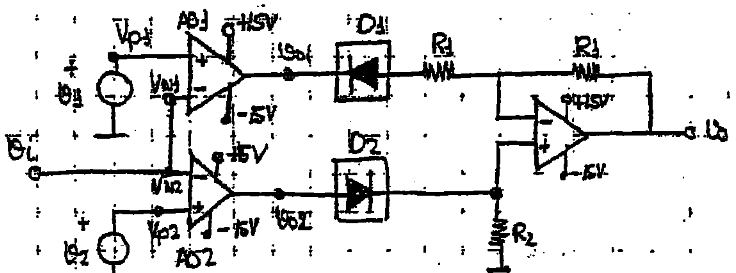
$$v_d = v_2 - v_1 = \frac{-4(1+s)}{(4+s)} v_i + \frac{2(2+s)}{(4+s)} v_i = v_i \cdot \frac{-4-4s+4+2s}{(4+s)} = \frac{-2s}{(4+s)} v_i$$

$$V_{MC} = \frac{v_1+v_2}{2} = \frac{1}{2}\left(\frac{-2(2+s)}{4+s} v_i - \frac{4(1+s)}{4+s} v_i\right) = \frac{1}{2}\,\frac{-4-2s-4-4s}{4+s} v_i =$$

$$= \frac{1}{2}\,\frac{-8-6s}{4+s} v_i = \frac{-(4+3s)}{4+s} v_i$$

I linealitzant: $v_d = \frac{-s}{2} v_i$ $\quad V_{MC} = \frac{-4-3s}{4} v_i$

PROBLEMA 5 [94]. Donat el circuit de la figura i suposant que els díodes i els amplificadors operacionals són ideals:



Suposant $v_1 > v_2$.

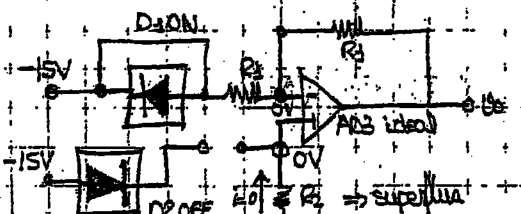
(a) Quins són els diferents estats de funcionament?

Són 3. 1 → $v_i > v_1 > v_2$ $\quad$ 2 → $v_2 < v_i < v_1$ $\quad$ 3 → $v_i < v_2 < v_1$

(b) Quina condició ha de complir la tensió d'entrada i la tensió de sortida en cada estat de funcionament?

(A) Si $v_i > v_1 > v_2$: AO1: $v_i > v_1 \Rightarrow v_{N1} > v_{P1} \Rightarrow$ AO1 saturat negativament. $v_{o1} = -15V \Rightarrow$ D1 ON

AO2: $v_i > v_2 \Rightarrow v_{N2} > v_{P2} \Rightarrow$ AO2 saturat negativament. $v_{o2} = -15V \Rightarrow$ D2 OFF

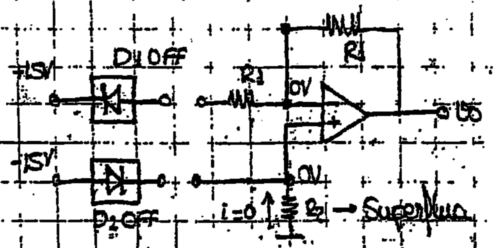


$$I_{R1} = I_{D1} = \frac{0-(-15V)}{R1} > 0 \Rightarrow D1\ ON$$

$$KCL\ v_{N3}: \frac{-15-0}{R_1} = \frac{0-v_o}{R_1} \Rightarrow v_o = 15V$$

(B) Si $v_2 < v_i < v_1$: AO1: $v_{N1} < v_{P1} \Rightarrow$ AO1 saturat positivament $v_{o1} = +15V \Rightarrow$ D1 OFF

AO2: $v_i > v_2 \Rightarrow v_{N2} > v_{P2} \Rightarrow$ AO2 saturat negativament, $v_{o2} = +15V$, D2 OFF

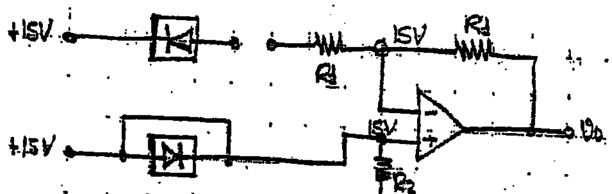


Les dues R1 són supèrflues, ja que no hi passa gairebé corrent.

$v_o = 0V$.

(C) Si $v_i < v_2 < v_1$: AO1: $v_i < v_1 \Rightarrow V_{N1} < V_{P1} \Rightarrow$ AO1 saturat positivament $v_{o1} = +15V \Rightarrow$ D1 OFF

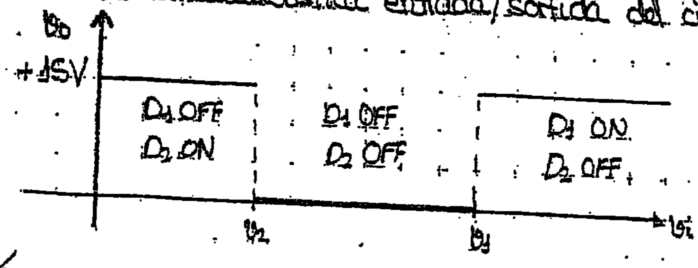
AO2: $v_i < v_2 \Rightarrow v_{N2} < v_{P2} \Rightarrow$ AO2 saturat positivament $v_{o2} = +15V \Rightarrow$ D2 ON.



$I_{D1} = \frac{15V - 15V}{R_1} = 0 \Rightarrow D_1$ OFF

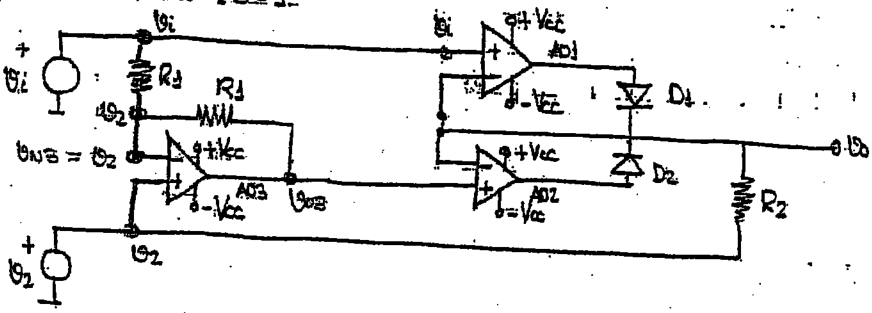
Les dues R_1 són supèrflues $\Rightarrow v_o = 15V$

(c) Dibuixi la característica entrada/sortida del circuit: $v_o = f(v_i)$



És un COMPARADOR AMB FINESTRA

PROBLEMA 6 [35]

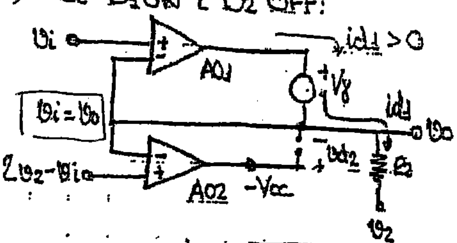


Dades:
Tensió llindar del diode $V_{ON} = 0.6V$
Tensió de referència v_2 constant i positiva.

(a) Justificar els possibles estats de funcionament i el marge de la tensió d'entrada v_i pel qual es produeixen. Obtenir per cada estat la tensió de sortida v_o del circuit i les tensions en els terminals de sortida dels amplificadors operacionals.

AO3 $\rightarrow$ KCL v_{N3}: $\frac{v_i - v_2}{R_1} = \frac{v_2 - v_{o3}}{R_1} \Rightarrow v_{o3} = 2v_2 - v_i$

$\rightarrow$ Si D1 ON i D2 OFF:



AO1 realimentat negativament $\Rightarrow v_o = v_i$

$i_{d1} = i_{R2} = \frac{v_o - v_2}{R_2} > 0 \Rightarrow \boxed{v_i > v_2}$

$V_{AO1} = v_i + V_\gamma$
$V_{AO2} = -V_{cc}$

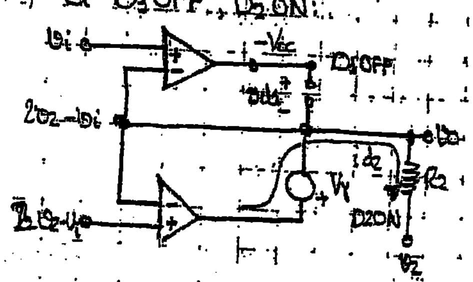
$v_{N2} = v_i$
$v_{p2} = 2v_2 - v_i$
$v_i > v_2$

$v_{N2} \overset{?}{>} v_{p2}$; $v_i > 2v_2 - v_i \Rightarrow 2v_i > 2v_2 \Rightarrow v_i > v_2$

AO2 saturat negativament.

$v_{d2} = -V_{cc} - v_i \leq 0V$ OK! $v_{d2} \leq 0V$

$\rightarrow$ Si D1 OFF, D2 ON:



$i_{d2} = i_{R2} = \frac{v_o - v_2}{R_2}$ AO2 realimentat negativament $\Rightarrow \boxed{v_o = 2v_2 - v_i}$

$i_{d2} > 0 \Rightarrow$ D2 ON. $2v_2 - v_i - v_2 \geq 0 \Rightarrow v_2 - v_i \geq 0 \Rightarrow \boxed{v_i < v_2}$

$v_{N1} = 2v_2 - v_i$
$v_{p1} = v_i$
$v_i < v_2$

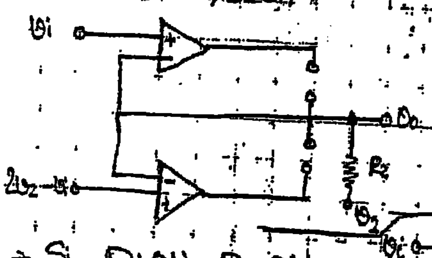
$v_{N1} \overset{?}{>} v_{p1}$; $2v_2 - v_i > v_i \Rightarrow 2v_2 > 2v_i \Rightarrow v_2 > v_i$

AO1 saturat negativament.

$v_{d1} = -V_{cc} - 2v_2 + v_i \leq 0$ OK! $v_{d1} \leq 0$

$V_{AO1} = -V_{cc}$; $V_{AO2} = 2v_2 - v_i + V_\gamma$

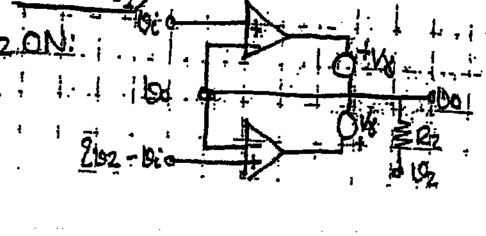
$\rightarrow$ Si D1 OFF, D2 OFF:



$i_{R2} = 0 \Rightarrow \boxed{v_o = v_2}$

Aquesta situació no es pot donar per cap entrada

$\rightarrow$ Si D1 ON, D2 ON:



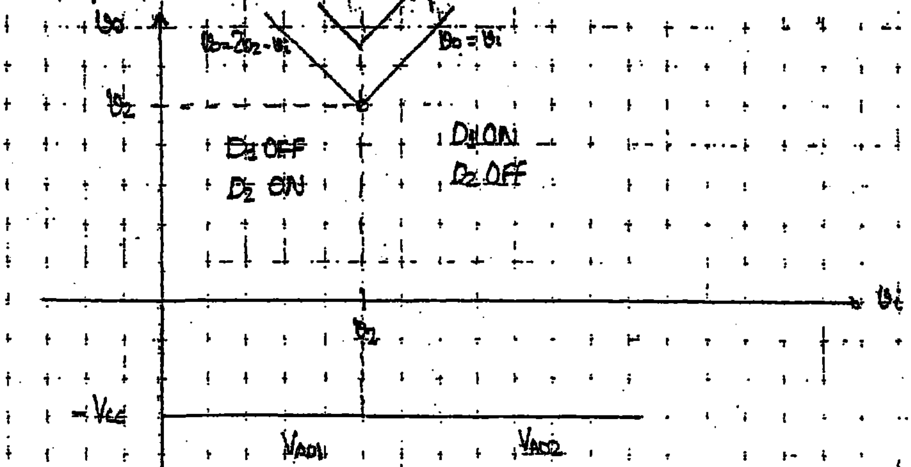
$v_o = v_i = 2v_2 - v_i \Rightarrow v_o = v_i$, $v_i = v_2$

$\boxed{v_o = v_2}$

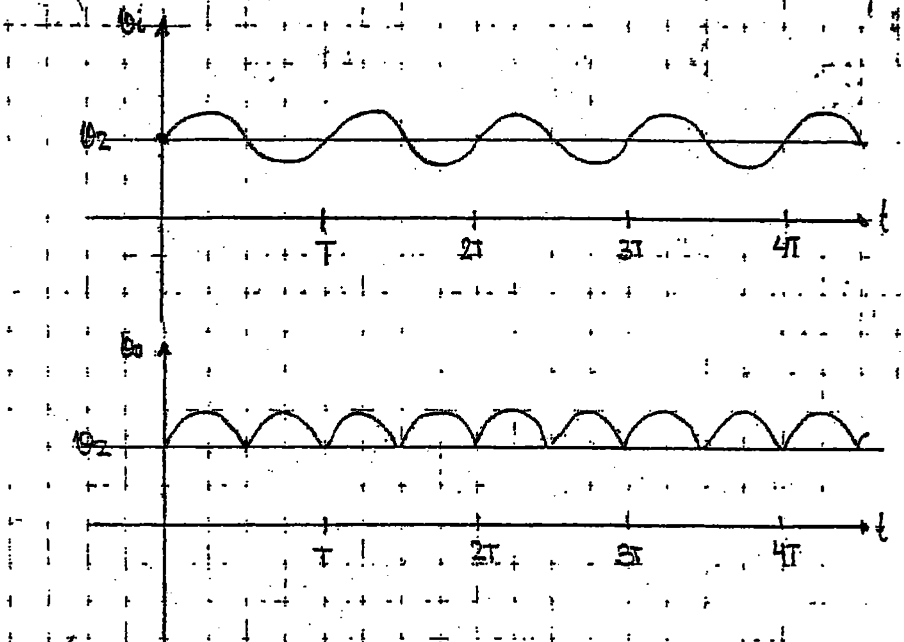
$V_{AO1} = v_2 + V_\gamma$

$V_{AO2} = v_2 + V_\gamma$

(b) Dibuixeu la característica $v_o = f(v_i)$, indicant en ella l'evolució de les tensions de sortida dels amplificadors AO1 i AO2 en funció de v_i.

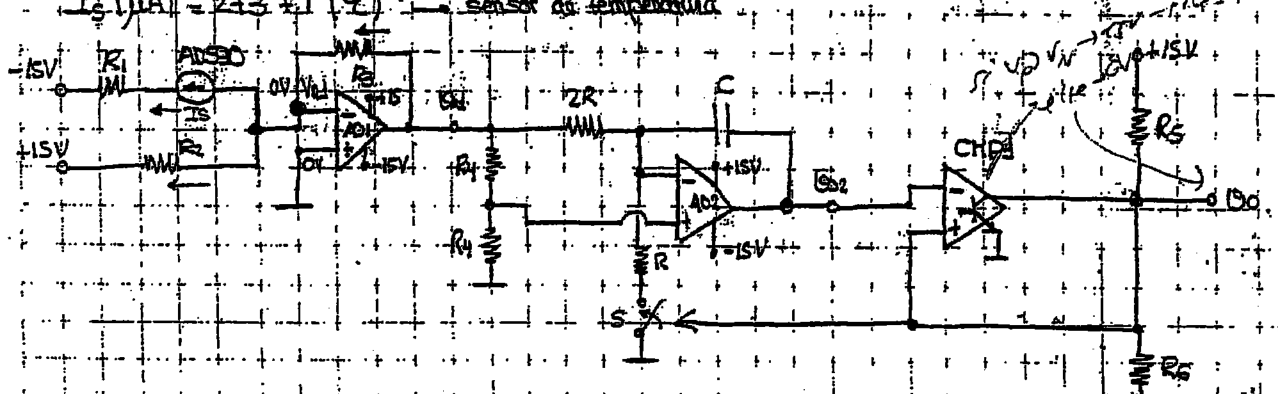


(c) Dibuixeu l'evolució temporal de v_o per $v_i = v_2 + \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right)$



PROBLEMA 7 [35]. Es desitja realitzar un detector remot de temperatura des de 0° a 100°C. Està basat en un circuit integrat AD590 que es comporta com una font de corrent que proporciona 1µA per cada grau de temperatura ambient; la resta del circuit genera un senyal amb freqüència depenent d'aquesta temperatura.

$I_S(\mu A) = 273 + T(°C)$ → sensor de temperatura



Dades: $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 54.9k\Omega$, $R_3 = 10k\Omega$, $R_4 = 10k\Omega$, $R_5 = 1.8k\Omega$, $R_6 = 3.6k\Omega$.

L'interruptor S està tancat si v_o està a nivell alt i obert si v_o està a nivell baix.

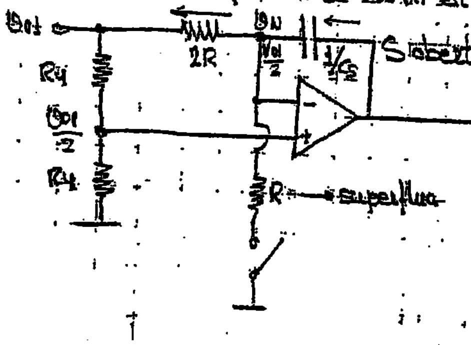
(a) Trobeu l'expressió de v_{o1} en funció de la temperatura en °C i el rang de valors d'aquesta per al rang de valors de mesura desitjat.

$v_{o1}(T)$? KCL v_{N1}: $\frac{v_{o1}-0}{R_3} = I_S + \frac{0-15}{R_2} = 273+T - \frac{15}{R_2}$

$$v_{o1} = 10.000\cdot\left((273+T)\cdot 10^{-6} - \frac{15}{54900}\right) = \frac{273+T}{100} - \frac{273}{100} = \frac{T}{100}$$

llavors, el rang de valors és: $0 \le v_{o1} \le 1$.

(b) Trobeu l'expressió de $v_{o2}(t)$ en funció de la tensió v_{o1} quan l'interruptor està tancat i quan està obert.



KCL v_n: $\frac{v_{o2}-\frac{v_{o1}}{2}}{\frac{1}{Cs}} = \frac{\frac{v_{o1}}{2}-v_{o1}}{2R}$ $\quad 2RCs\left(v_{o2}-\frac{v_{o1}}{2}\right) = \frac{-v_{o1}}{2}$

$2RCs\,v_{o2} - RCs\,v_{o1} = \frac{-v_{o1}}{2}$ $\quad v_{o1}\left(RCs-\frac{1}{2}\right) = 2RCs\,v_{o2}$

$$v_{o2} = \frac{RCs-1/2}{2RCs}v_{o1} = \frac{v_{o1}}{2} - \frac{1}{4RCs}v_{o1}$$

$$v_{o2}(t) = \frac{v_{o1}(t)}{2} - \frac{1}{4RC}\int_{t_i}^{t}\underbrace{v_{o1}(t')}_{T/100}dt' + k$$

$$v_{o2}(t) = \frac{v_{o1}}{2} - \frac{v_{o1}}{4RC}(t-t_i) + k$$

$t=t_i$; $v_{o2}(t_i) = \frac{v_{o1}}{2}+k \Rightarrow v_{o2}(t) = v_{o2}(t_i) - \frac{v_{o1}}{4RC}(t-t_i)$

Si S està tancat, fent el mateix anàlisi:

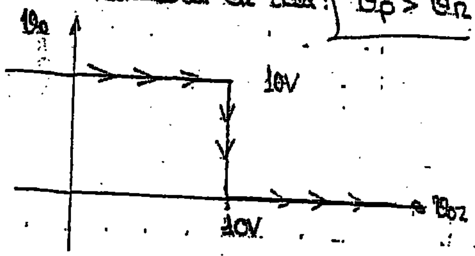
$$v_{o2}(t) = v_{o2}(t_i) + \frac{v_{o1}}{4RC}(t-t_i)$$

(c) Dibuixeu la característica sortida/entrada del comparador CMP1. $v_o = f(v_{o2})$

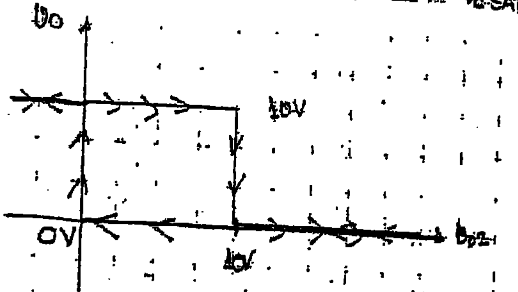
Transistor en tall: $\boxed{v_p > v_n}$ $\quad v_n = v_{o2}$; $v_p = v_{R6} = v_o = \frac{R_6}{R_6+R_5}15V = 10V$

$v_n = \boxed{v_{o2} \le 10V}$

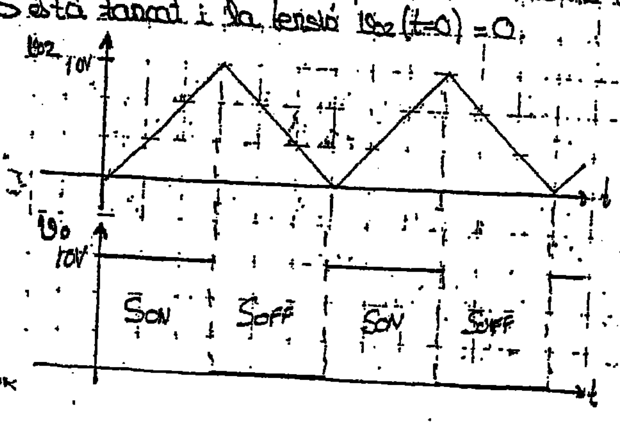
$10 > v_{o2}$



Transistor saturat: $v_o = V_{oSAT} = 0V$, $v_p < v_n \to v_p = v_o \le v_N = v_{o2}$; $v_{o2} \ge v_o = 0$ $\quad \boxed{v_{o2} \ge 0}$



(d) Dibuixeu l'evolució temporal de les tensions v_{o2} i v_o. Suposeu que en l'instant inicial t=0 l'interruptor S està tancat i la tensió $v_{o2}(t=0)=0$.



(e) Trobeu les expressions del període i la freqüència en funció de la temperatura.

$$v_{o1} = \frac{T}{100} \qquad \text{Si } t=0:\ v_o(t)=0$$

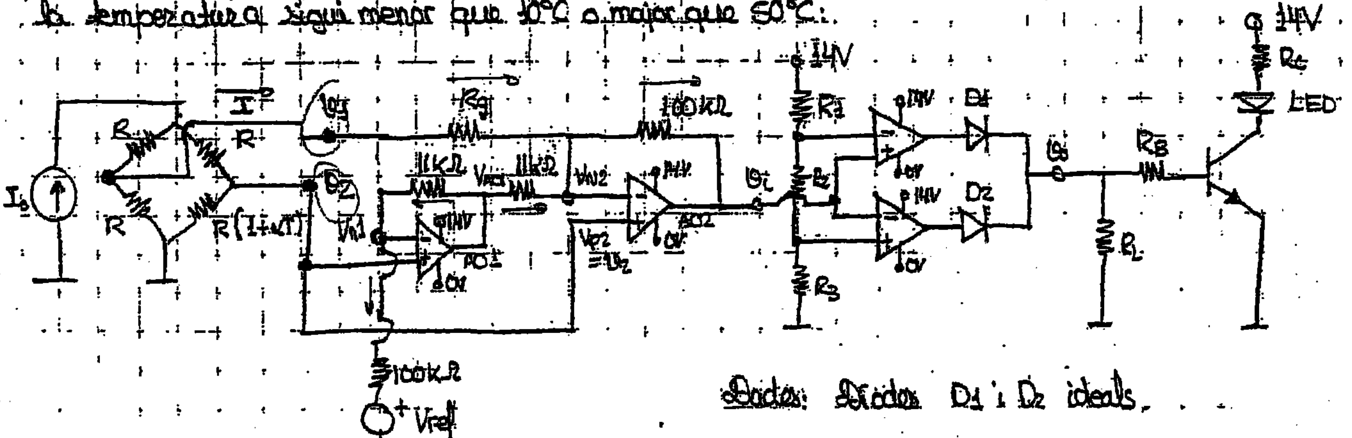
$$v_o(t) = \frac{v_{o1}}{4RC}\,t = \frac{T}{400RC}\,t$$

$$v_o(t) = 10V \Rightarrow \frac{T}{400RC}\,t = 10 \Rightarrow t = \frac{4000RC}{T}$$

$$T_{osc} = 2\cdot\frac{4000\,RC}{T} = 8\cdot 10^{3}\,\frac{RC}{T}$$

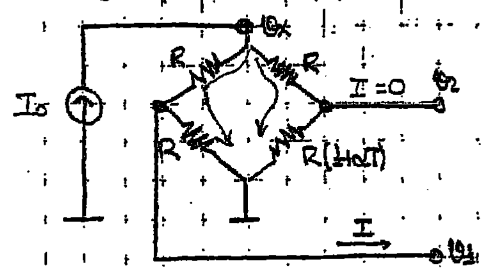
$$\text{i } f_{osc} = \frac{1}{T_{osc}} = 1{,}25\cdot 10^{-4}\,\frac{T}{RC}$$

~~PROBLEMA 9~~ [E3T]. El circuit de la següent figura es dissenya de manera que el LED s'encengui quan la temperatura sigui menor que 10°C o major que 50°C:



Dades: díodes D1 i D2 ideals.

(a) Calculeu l'expressió de la tensió $(v_2 - v_1)$ en funció de la temperatura T, suposant $\alpha T \ll 1$, i essent I menyspreable respecte al corrent que circula per R.



$v_2 - v_1\,(T)$? $\quad I \cong 0 \quad R_{sensor} = R(1+\alpha T)$ on α és la sensibilitat

$$v_1 = \frac{R}{R+R}\,v_x = \frac{v_x}{2} \qquad v_2 = \frac{R(1+\alpha T)}{R+R(1+\alpha T)}\,v_x = \frac{1+\alpha T}{2+\alpha T}\,v_x$$

$$I_o = \frac{v_x}{2R} + \frac{v_x}{R+R(1+\alpha T)}$$

$$v_d = v_2 - v_1 = v_x\left[\left(\frac{1+\alpha T}{2+\alpha T}\right) - \frac{1}{2}\right] = v_x\cdot\frac{2+2\alpha T-2-\alpha T}{2\cdot(2+\alpha T)} = v_x\,\frac{\alpha T}{2(2+\alpha T)}$$

$$I_o = \frac{v_x}{R}\left(\frac{1}{2}+\frac{1}{2+\alpha T}\right) = v_x\cdot\frac{1}{R}\cdot\frac{2+\alpha T+2}{2(2+\alpha T)} \Rightarrow v_x = R\cdot I_o\,\frac{2(2+\alpha T)}{4+\alpha T}$$

$$v_d = R\cdot I_o\,\frac{2(2+\alpha T)}{4+\alpha T}\cdot\frac{\alpha T}{2(2+\alpha T)} = R\cdot I_o\,\frac{\alpha T}{4+\alpha T} \qquad \text{Si linealitzem: } v_d \simeq R\cdot I_o\,\frac{\alpha T}{4}$$

(b) Si $\alpha = 0.004\,°C^{-1}$ i $R = 100$ calcular el valor de I_o perquè $(v_2 - v_1)$ variï entre 20 mV i 100 mV quan la temperatura variï entre 10 i 50°C.

$$10 < T < 50 \Rightarrow 20\,mV < v_d < 100\,mV \qquad v_d = I_o\cdot 100\cdot 0.004\cdot\frac{T}{4} = 0.1\,I_o\,T$$

$$20\cdot 10^{-3} = 0.1\,I_o\,10°C \Rightarrow I_o = 20\,mA$$

(c) Calcular v_i en funció de $(v_2 - v_1)$, Vref i Rg en el circuit de la figura:

$$v_{p1} = v_{n1} = v_2 \qquad KCL\ v_{n1}:\ \frac{V_{AO1} - v_2}{11} = \frac{v_2 - V_{REF}}{100} \Rightarrow V_{AO1} = 0.11\,v_2 + v_2 - 0.11\,V_{ref} = 1.11\,v_2 - 0.11\,V_{ref}$$

$$v_{p2} = v_2 = v_{n2} \quad KCL\ v_{n2}:\ \frac{v_1 - v_2}{R_g} + \frac{V_{AO1} - v_2}{11} = \frac{v_2 - v_i}{100} \Rightarrow \frac{-11(v_2 - v_1) + R_g V_{AO1} - R_g v_2}{11 R_g} = \frac{v_2 - v_i}{100}$$

$$-11(v_2 - v_1) + 0.11\,R_g\,v_2 - 0.11\,R_g V_{ref} = (R_g v_2 - R_g v_i)\,0.11$$

$$-11(v_2 - v_1) - 0.11\,R_g V_{ref} = -0.11\,R_g\,v_i$$

$$-11\,(v_2-v_1) - 20.11\,R_g V_{ref} \quad\quad + 0.11\,R_g V_{ref} = -0.11\,R_g\, v_i$$

$$v_i = \frac{-11\,(v_2-v_1) - 0.11\,R_g V_{ref}}{-0.11\,R_g} = \frac{100}{R_g}\,(v_2-v_1) + V_{ref}$$

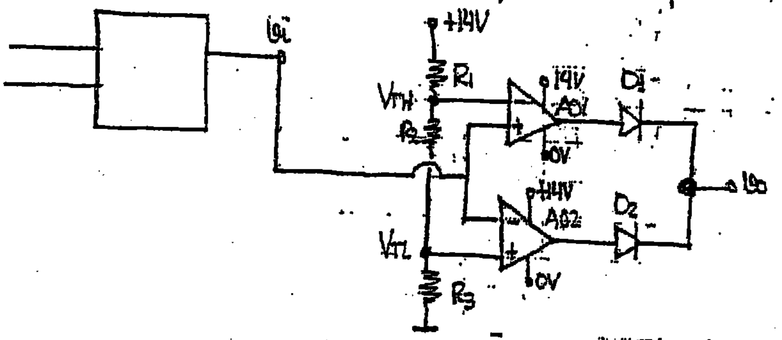
(d) Obtenir el valor de V_{ref} i R_g perquè v_i valgui 4V quan $(v_2-v_1) = 20\,mV$ i 12V quan $(v_2-v_1) = 100\,mV$.

$$4 = \frac{100}{R_g}\,20\cdot 10^{-3} + V_{ref} \Rightarrow V_{ref} = 4 - \frac{100}{R_g}\,20\cdot 10^{-3} = 4 - \frac{2}{R_g}$$

$$12 = \frac{100}{R_g}\,100\cdot 10^{-3} + V_{ref} \Rightarrow V_{ref} = 12 - \frac{100}{R_g}\,100\cdot 10^{-3} = 12 - \frac{10}{R_g}$$

$$4 - \frac{2}{R_g} = 12 - \frac{10}{R_g} \Rightarrow \frac{8}{R_g} = 8 \Rightarrow R_g = 1\,K\Omega \quad V_{ref} = 2\,V$$

(e) Calculeu la característica de transferència $v_o = f(v_i)$ i les expressions de les tensions llindars.



$$v_i = \frac{100}{R_g}\,(v_2-v_1) + V_{ref}$$

$$V_{TH} = \frac{R_2+R_3}{R_1+R_2+R_3}\,14$$

$$V_{TL} = \frac{R_3}{R_1+R_2+R_3}\,14 < V_{TH}$$

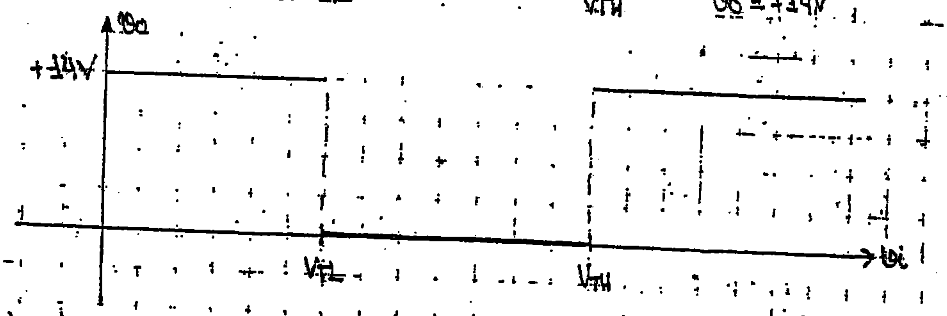
D2 ON, D1 OFF | V_{TL} | D2 OFF, D1 OFF | V_{TH} | D1 ON, D2 OFF → v_i

Si $v_i \le V_{TL} < V_{TH}$: $v_i = v_{N2} < V_{TL} = v_{P2}$: AO2 en saturació positiva $\Rightarrow$ D2 ON
$v_i = v_{P1} < V_{TH} = v_{N1}$: AO1 en saturació negativa $\Rightarrow$ D1 OFF

Si $V_{TL} < v_i < V_{TH}$: $v_i = v_{N2} > V_{TL} = v_{P2}$: AO2 en saturació negativa $\Rightarrow$ D2 OFF
$v_i = v_{P1} < V_{TH} = v_{N1}$: AO1 en saturació negativa $\Rightarrow$ D1 OFF

Si $v_i > V_{TH} > V_{TL}$: $v_i > V_{TL}$: AO2 en saturació negativa $\Rightarrow$ D2 OFF
$v_i = v_{P1} > V_{TH} = v_{N1}$: AO1 en saturació positiva $\Rightarrow$ D1 ON.

$v_o = +14V$ | V_{TL} | $v_o = 0V$ | V_{TH} | $v_o = +14V$ → v_i



(f) Sabent que $R_1 = 1\,K\Omega$. Calcular R_2 i R_3 perquè el LED s'encengui quan la temperatura és menor que 10°C o major que 50°C.

$$V_{TL} = 4V \Rightarrow 14\,\frac{R_3}{R_1+R_2+R_3} = 4 \Rightarrow \left(\frac{R_3}{1+R_2+R_3} = 0.2857\right) \quad R_3 = 0.2857\,(1+R_2+R_3)$$

$$V_{TH} = 12V \Rightarrow 14\,\frac{R_2+R_3}{R_1+R_2+R_3} = 12 \Rightarrow \left(\frac{R_2+R_3}{1+R_2+R_3} = 0.8571\right) \quad (1+R_2+R_3) = \frac{R_2+R_3}{0.8571}$$

$$0.2857\,R_2 = 0.7143\,R_3 - 0.2857 \quad \left(1 + \frac{0.7143R_3 - 0.2857}{0.2857} + R_3\right) = \frac{(0.7143R_3 - 0.2857)/0.2857 + R_3}{0.8571}$$

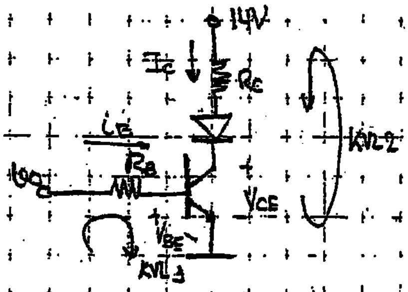
$$R_2 = 4\,K\Omega \qquad 3.5\,R_3 = \frac{3.5R_3 - 1}{0.8571} \Rightarrow -0.5\,R_3 = -1$$

$$R_3 = 2\,K\Omega$$

NOTE BOOK

(g) Calcular el valor de les resistències R_B i R_C si quan el led s'encén es satura:

$I_C = 10\ mA$, $V_{BE} = 0.8V$, $V_{CE} = 0.4V$, $V_{led} = 1.6V$, $\beta_F = 20$.



Saturació: $I_C \le \beta_F \cdot I_B$

KVL1: $v_i - R_B I_B - V_{BE} = 0 \Rightarrow I_B = \dfrac{v_i - V_{BE}}{R_B}$

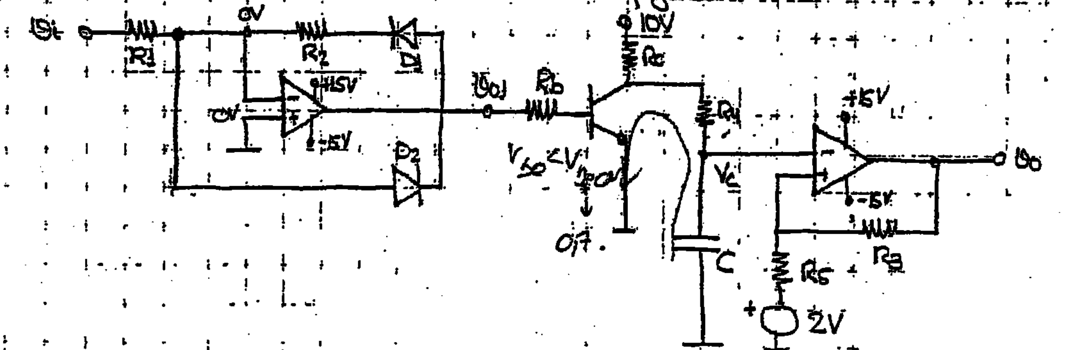
KVL2: $14 - R_C I_C - V_{led} - V_{CE,SAT} = 0$.

$I_C = \dfrac{14 - V_{LED} - V_{CE,SAT}}{R_C} \Rightarrow R_C = \dfrac{14 - 1.6 - 0.4}{10 \cdot 10^{-3}} = \underline{1.2\ k\Omega}$

$10\ mA \le \beta_F \cdot \left(\dfrac{v_i - V_{BE,ON}}{R_B}\right)$

$R_B \le \dfrac{\beta_F \cdot (v_i - V_{BE,ON})}{I_C} = \dfrac{20 \cdot (14 - 0.8)}{10 \cdot 10^{-3}} = \underline{26.4\ k\Omega}$

PROBLEMA 10 [88]. Donat el circuit de la figura:



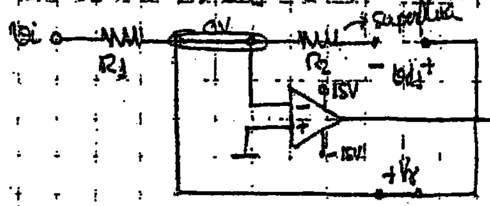
Dades: $R_1 = R_2 = R_5 = 1k\Omega$, $R_3 = 25k\Omega$, $R_4 = 2k\Omega$, $\beta = 100$, $V_{CE,SAT} = 0.8V$, $I_{C,sat} = 200\ mA$, $C = 100\ nF$

(a) Calcular v_{o1} per $v_i \ge 0$ i per $v_i < 0$, indicar l'estat dels díodes.

$v_{o1}(v_i)$? Suposem que D_1ON o D_2ON $\Rightarrow$ AO Realimentat negativament. $v_N = v_P = 0V$

$i_{R1} = \dfrac{v_i - 0}{R_1}$

Si $v_i \ge 0 \Rightarrow i_{R1} \ge 0 \Rightarrow D_2ON$, $D_1 OFF$

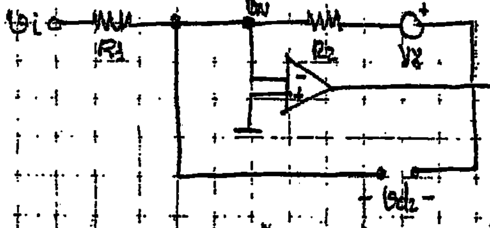


$v_{d1} = v_{o1} - 0 = -V_\gamma < 0 \Rightarrow D_1 OFF$

$i_{d2} = i_{R1} \ge 0 \Rightarrow D_2 ON$

$v_{o1} = -V_\gamma \simeq 0V$.

Si $v_i < 0 \Rightarrow i_{R1} < 0 \Rightarrow D_2OFF$, D_1ON.



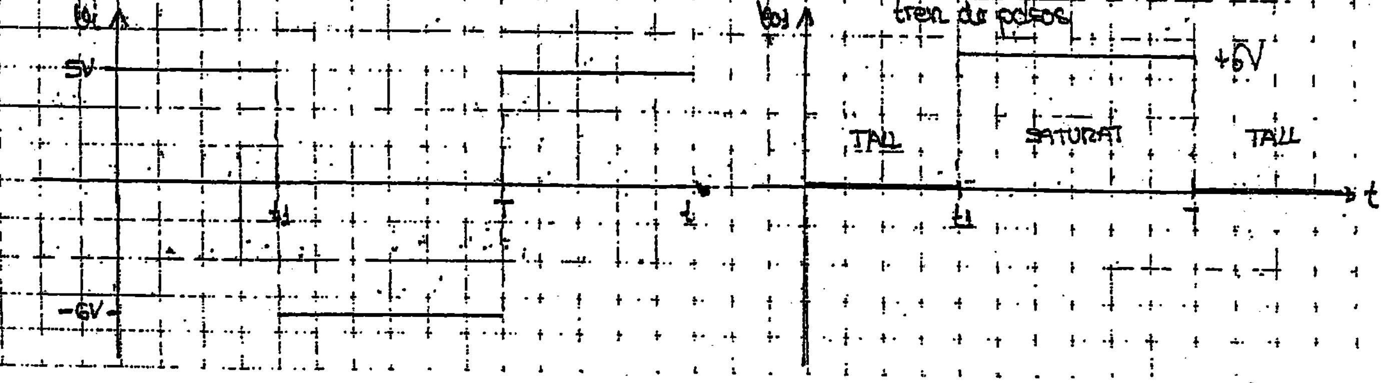
KCL v_N: $\dfrac{v_i}{R_1} = \dfrac{0 - (v_{o1} + V_\gamma)}{R_2} \Rightarrow \{R_1 = R_2\}$

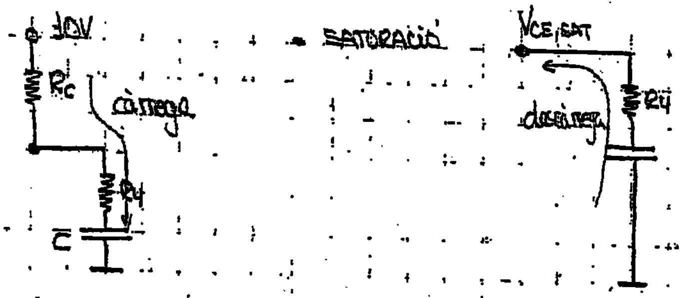
$v_{o1} \simeq -v_i + V_\gamma \simeq -v_i$

$v_{d2} < 0 \Rightarrow 0 - v_{o1} = 0 - (-v_i) = v_i < 0 \Rightarrow D_2\ OFF$

$i_{d1} \ge 0 \Rightarrow i_{d1} = -i_{R1} = \dfrac{-v_i}{R_1} > 0 \Rightarrow D_1\ ON$

(b) Si v_i és un senyal com el representat a la figura següent, donar valors a R_b i a R_c perquè el transistor treballi en tall i saturació.



• TALL: • SATURACIÓ


Saturació: $I_C \le I_B \cdot \beta_F$

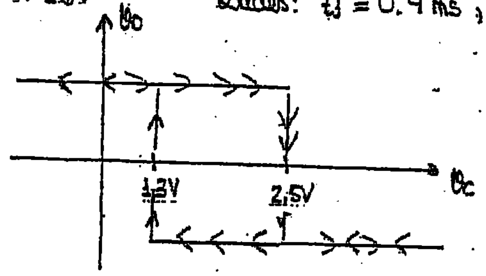
$$v_{o1} - R_B I_B - V_{BE,SAT} = 0 \Rightarrow \boxed{I_B = \frac{v_{o1} - V_{BE,SAT}}{R_B}}$$

$$10 - R_C I_C - V_{CE,SAT} = 0 \Rightarrow R_C I_C = 10 - V_{CE,SAT} \Rightarrow \boxed{R_C = \frac{10}{200\cdot 10^{-3}} = 50\,\Omega}$$

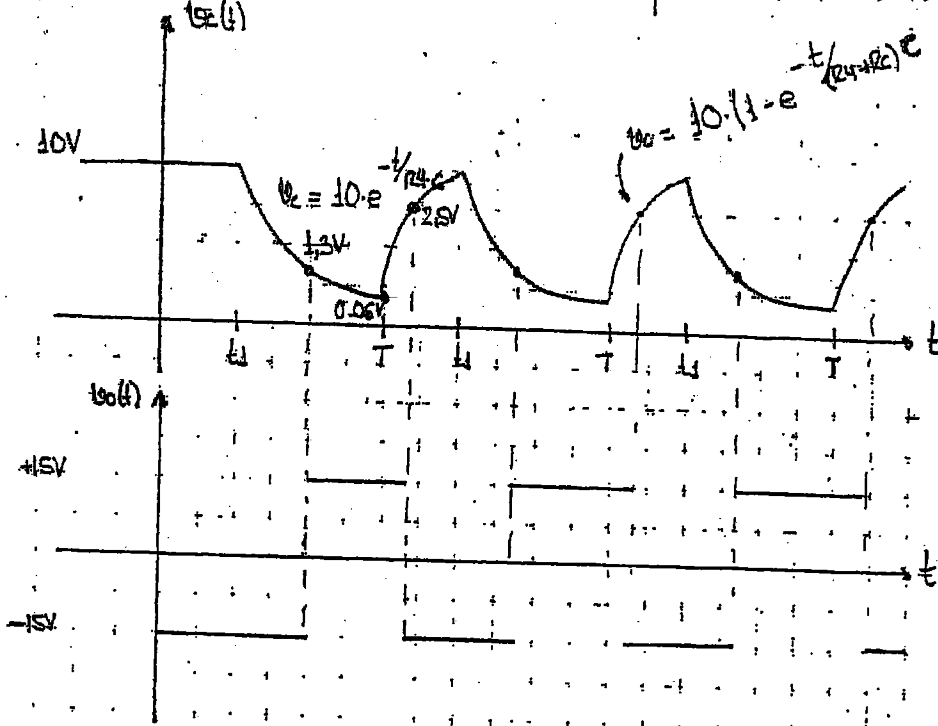
$$I_C \le \beta_F \cdot \left(\frac{v_{o1} - V_{BE,SAT}}{R_B}\right) \Rightarrow R_B \le \beta_F \cdot \left(\frac{v_{o1} - V_{BE,SAT}}{I_C}\right)$$

$$R_B \le 100 \cdot \frac{(6-0.8)}{200\cdot 10^{-3}} = 2.6\,k\Omega$$

(c) Dibuixeu $v_C(t)$ i $v_o(t)$. $v_C(0) = 10V$ Dades: $t_1 = 0.4$ ms, $T = 1$ ms
El cicle del comparador és:



Càrrega
$v_o(t) = v(0) + (v(\infty) - v_0)\, e^{-t}$



UNITAT 5. GENERADORS DE SENYAL (OSCIL·LADORS)

• INTRODUCCIÓ

Són circuits electrònics que produeixen un senyal altern en el temps. Les característiques dels senyals són:

- Forma d'ona: sinusoïdal, quadrat, triangular, ...
- Amplitud, freqüència, cicle de treball.

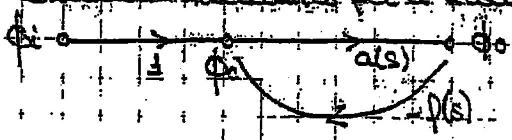
NOTE BOOK

Les aplicacions més importants són:
- Senyal de rellotge: pel control i temporització.
- Senyal de les portadores: per a la transmissió
- Senyals d'audio.
- Senyals de test (de circuits integrats).

→ Tipus:
- Oscil·ladors sinusoïdals: Circuit lineal (Amplificador Operacional realimentat negativament) amb pols complexos conjugats (2) sobre l'eix imaginari $j\omega$.
- Oscil·ladors no sinusoïdals (de relaxació, vibradors): Circuit no lineal (Amplificador Operacional saturat) amb una part biestable i un element de memòria.

GENERADORS (OSCIL·LADORS) SINUSOÏDALS

- Condicions necessàries per a l'oscil·lació: Amb el diagrama de flux:



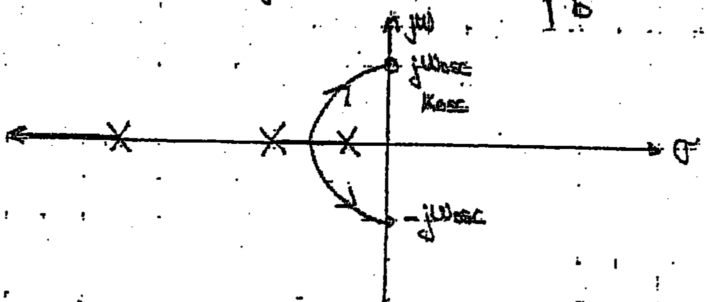
No hi ha entrada $\Rightarrow \phi_i = 0$
Pols del circuit: $1 + T(s) = 1 + a(s)f(s) = 0$. Polinomi característic.

Si apliquem Routh:

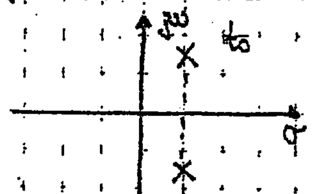
s^n		
s^{n-1}		
$\vdots$		
s^2	b	c
s^1	a	
s^0		

$a = 0 \Rightarrow K_{osc}$ $\quad bs^2 + c = 0 \Rightarrow s = \pm\sqrt{\frac{-c}{b}}$

$s = \pm j\omega_{osc} \Rightarrow \omega_{osc} = \sqrt{\frac{c}{b}}$

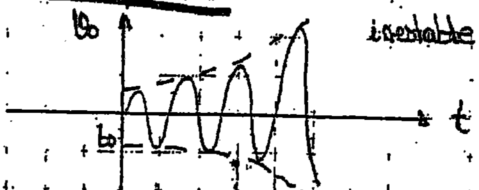


- Condicions d'arrancada: Perquè el circuit comenci a oscil·lar, en el temps inicial de funcionament (en connectar el circuit), es col·loquen els pols en el semipla dret:

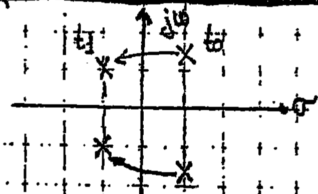


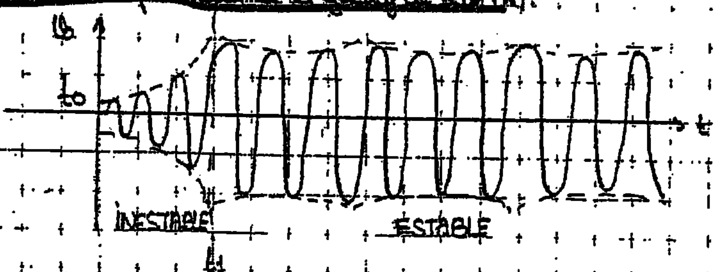
$$\boxed{|T(j\omega_{osc})| > 1}$$

INESTABLE

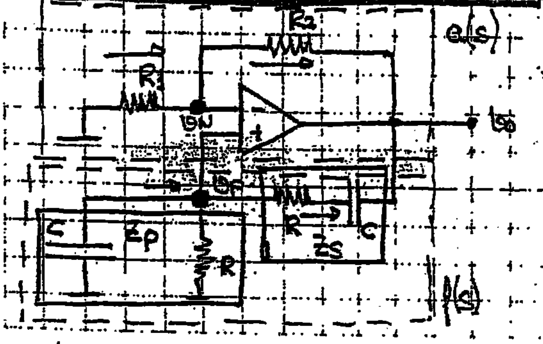


- Estabilitzador per amplitud: En funció de l'amplitud de la tensió de sortida (v_o) es fa variar algun paràmetre (element no lineal) del circuit que modifica el guany de llaç (K):





- OSCIL·LADOR "EN PONT" DE WIEN:



Anàlisi: - AO ideal. Per CCV $\Rightarrow v_P = v_n$
- Realimentació negativa.

KCL v_n: $\frac{0 - v_n}{R_1} = \frac{v_n - v_o}{R_2} \Rightarrow \frac{v_o}{R_2} = v_n\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = v_n \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}$

$$v_o = \underbrace{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}_{a(s)} v_P$$

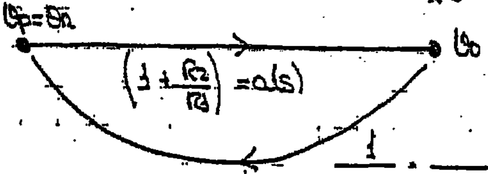
KCL v_p: $\dfrac{0-v_p}{Z_p}=\dfrac{v_p-v_o}{Z_s}$; $\dfrac{v_o}{Z_s}=v_p\left(\dfrac{1}{Z_p}+\dfrac{1}{Z_s}\right)=v_p\,\dfrac{Z_p+Z_s}{Z_p Z_s} \Rightarrow v_p=\underbrace{\dfrac{Z_p}{Z_p+Z_s}}_{-f(s)}\cdot v_o$

$$Z_p=R\,\Big\|\,\frac{1}{Cs}=\frac{\frac{R}{Cs}}{R+\frac{1}{Cs}}=\frac{R}{RCs+1}\qquad Z_s=R+\frac{1}{Cs}=\frac{RCs+1}{Cs}$$

$$\frac{Z_p}{Z_p+Z_s}=\frac{\frac{R}{RCs+1}}{\frac{R}{RCs+1}+\frac{RCs+1}{Cs}}=\frac{\frac{R}{RCs+1}}{\frac{R}{RCs+1}+\frac{RCs+1}{Cs}}\cdot\frac{(RCs+1)\cdot Cs}{(RCs+1)\cdot Cs}=\frac{RCs}{RCs+(RCs+1)^2}=$$

$$=\frac{\frac{RCs}{R^2C^2}}{\frac{R^2C^2s^2+3RCs+1}{R^2C^2}}=\frac{1}{RC}\cdot\frac{s}{s^2+\frac{3}{RC}s+\frac{1}{R^2C^2}}=-f(s)$$

Diagrama de fluxe:



$$\frac{1}{RC}\cdot\frac{s}{s^2+\frac{3}{RC}s+\frac{1}{R^2C^2}}=-f(s)$$

Guany de llaç: $T(s)=a(s)\,f(s)=\underbrace{-\dfrac{1+\frac{R_2}{R_1}}{RC}}_{\text{constant } K}\cdot\dfrac{s}{s^2+\frac{3}{RC}s+\frac{1}{R^2C^2}}$

Equació característica: $1+T(s)=1+K\dfrac{s}{s^2+\frac{3}{RC}s+\frac{1}{R^2C^2}}=0$

$$K\cdot\frac{s}{s^2+\frac{3}{RC}s+\frac{1}{R^2C^2}}=-1 \Rightarrow s^2+\frac{3}{RC}s+\frac{1}{R^2C^2}=-Ks$$

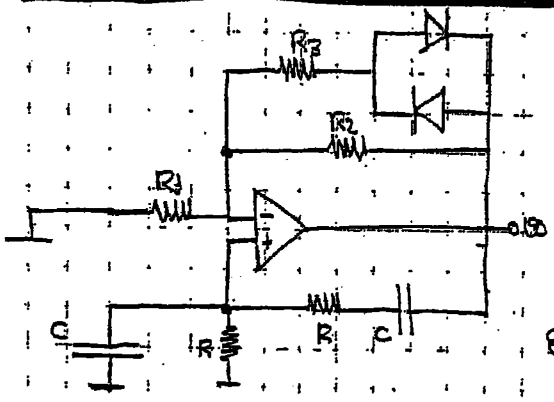
$$s^2+\underbrace{\left(\frac{3}{RC}+K\right)}_{=0}s+\frac{1}{R^2C^2}=0 \quad \text{Polinomi característic.}$$

Pols del circuit sobre l'eix imaginari (oscil·lació):

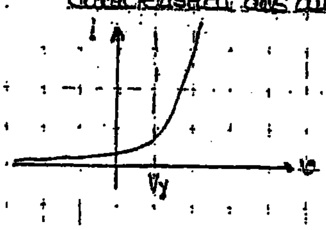
$$\frac{3}{RC}+K_{osc}=0\ ;\quad K_{osc}=\frac{-3}{RC}=-\frac{1+R_2/R_1}{RC}\Rightarrow\boxed{\frac{R_2}{R_1}=2}$$

Pulsació d'oscil·lació: $s^2+\dfrac{1}{R^2C^2}=0 \Rightarrow s^2=-\dfrac{1}{R^2C^2}$; $s=\pm j\omega_{osc}=\sqrt{\dfrac{-1}{R^2C^2}} \Rightarrow \boxed{\omega_{osc}=\dfrac{1}{RC}}$

Condició d'arrancada i estabilització per amplitud:



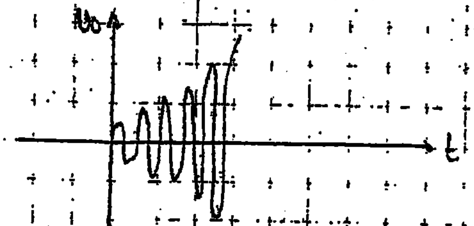
Característica dels díodes:



En el temps inicial t_0: Connexió a l'alimentació

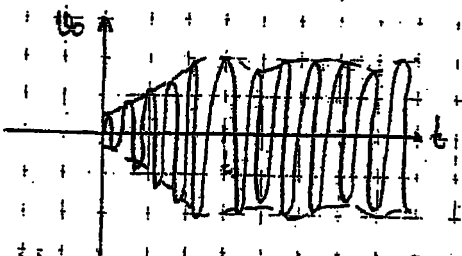
Règim estacionari $\Rightarrow$ condensadors descarregats $(v_c(t_0^-)=0V)$

En t_0^+: díodes OFF, tallats



$\boxed{\frac{R_2}{R_1} > 2}$ INESTABLE
Creixement més gran.
CONDICIÓ D'ARRANCADA

En $t = t_1$: Els díodes passen a conduir: ON R_2 equivalent $= R_3 // R_2 \Rightarrow \boxed{\frac{R_3//R_2}{R_1} < 2}$
ESTABLE
Creixement inferior. ESTABILITZACIÓ



▸ Oscil·lador en quadratura: És un circuit format per dos integradors, inversor i no inversor, en sèrie i realimentats.

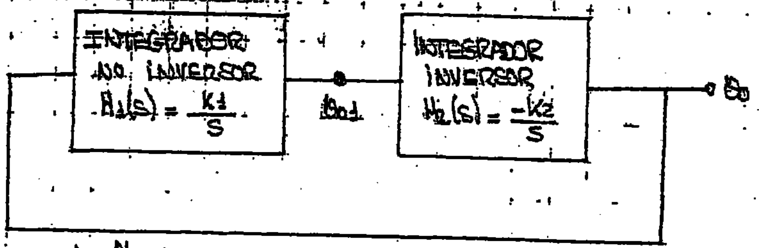
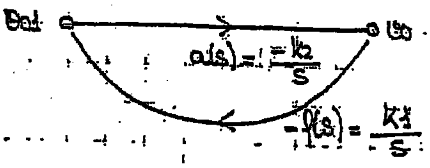


Diagrama de flux:



Polinomi característic:

$$1+T(s) = 1 + a(s)\cdot f(s) = 1 + \frac{K_1 K_2}{s^2} = 0 \Rightarrow \boxed{s^2 + K_1 K_2 = 0}$$

No hi ha condició d'oscil·lació

Pulsació d'oscil·lació: $s = \sqrt{-K_1 K_2} = \pm j\omega_{osc} \Rightarrow \boxed{\omega_{osc} = \sqrt{K_1 K_2}}$

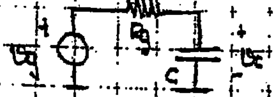
• GENERADORS NO SINUSOÏDALS (de RELAXACIÓ)

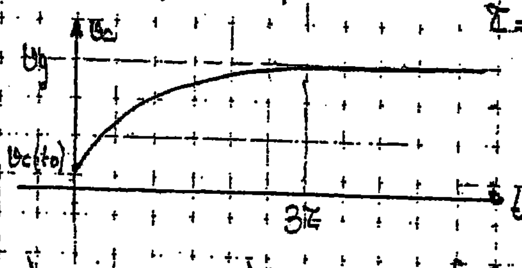
▸ INTRODUCCIÓ: El seu funcionament està basat en circuits biestables que produeixen un senyal quadrat. Components:
→ Element de memòria: Condensador (o bobina).
→ Element biestable: Comparador, flip-flop.
→ Element de càrrega i descàrrega: Resistència, font de corrent, transistor bipolar.

• Càrrega / Descàrrega d'un condensador:

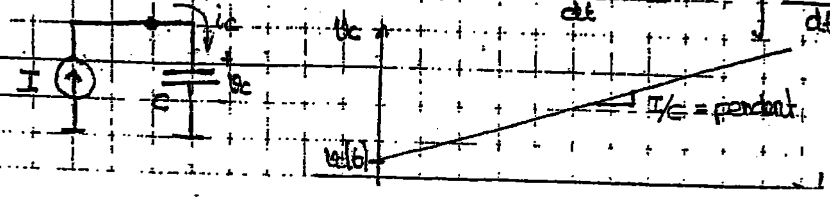
$$v_C(t) = v_f + (v_i - v_f)\, e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}$$

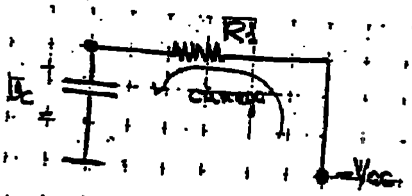
$v_i = v_C(t_0)$; $v_f = v_C(t \to \infty) = v_g$
$\tau = R_{eq}\cdot C = R_g \cdot C$





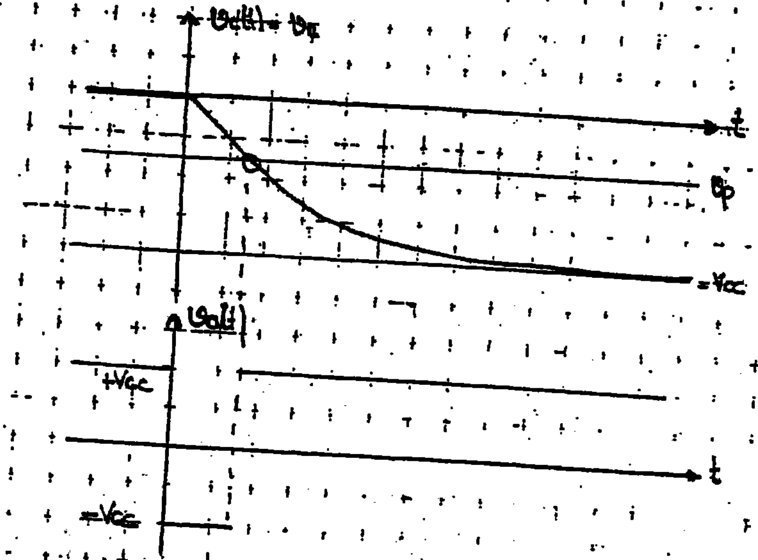
Amb corrent constant: $i_C = C\cdot\frac{dv_C}{dt} = I \Rightarrow \int \frac{dv_C}{dt} = \int \frac{I}{C} \Rightarrow v_C(t) = v_C(t_0) + \frac{I}{C}(t - t_0)$



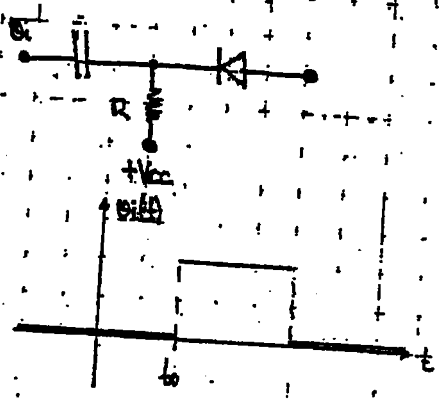


$$v_C(t) = -V_{cc}\left(1-e^{-t/R_1C}\right)$$

ESTAT INESTABLE

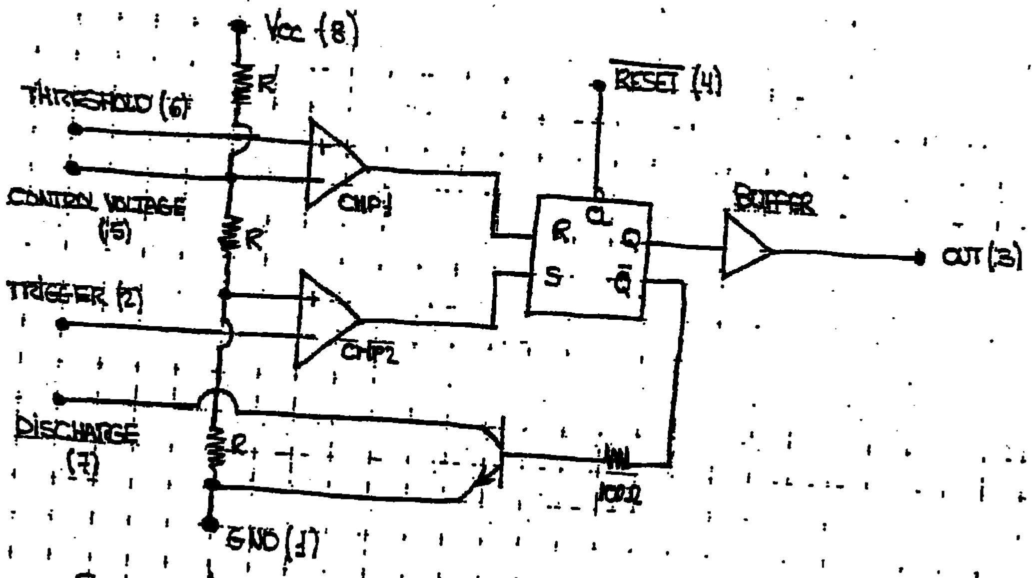


Xarxa d'entrada:



▸ Circuits de temporització integrats:

→ TIMER 555.



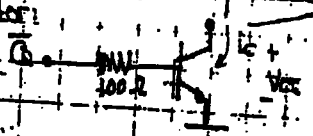
Components: ▸ Comparadors: $v_p > v_n$: v_o ALT ; $v_p < v_n$: v_o BAIX

▸ Flip-Flop RS:

R	S	Q^+	$\bar{Q}^+$
1	0	0	1
0	1	1	0
0	0	Q	$\bar{Q}$
1	1	Prohibit	

α es llarg

▸ Transistor:



$\bar{Q}$ ALT ⇒ Transistor en saturació: $v_{CE} = v_{CE,SAT} \approx 0V$

$\bar{Q}$ BAIX ⇒ Transistor tallat: $i_C = i_B = 0$

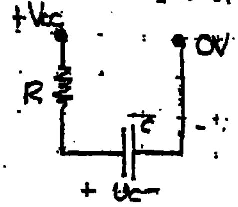
El TIMER 555 es pot configurar com a circuit A-stable i com a circuit mono-estable.

$\underline{t = t_2}$ $\quad v_d(t_2) = \frac{V_{cc}}{2} = \frac{3}{2}V_{cc}\cdot e^{-\frac{t_2-t_1}{RC}} \Rightarrow e^{-\frac{t_2-t_1}{RC}} = \frac{1}{3}$

$$\boxed{t_2 - t_1 = RC\cdot \ln 3 = T_H} \quad T_H$$

$\boxed{t > t_2}$

$v_d < V_T = \frac{V_{cc}}{2} \Rightarrow v_2 = V_{cc} \Rightarrow v_o = 0V$



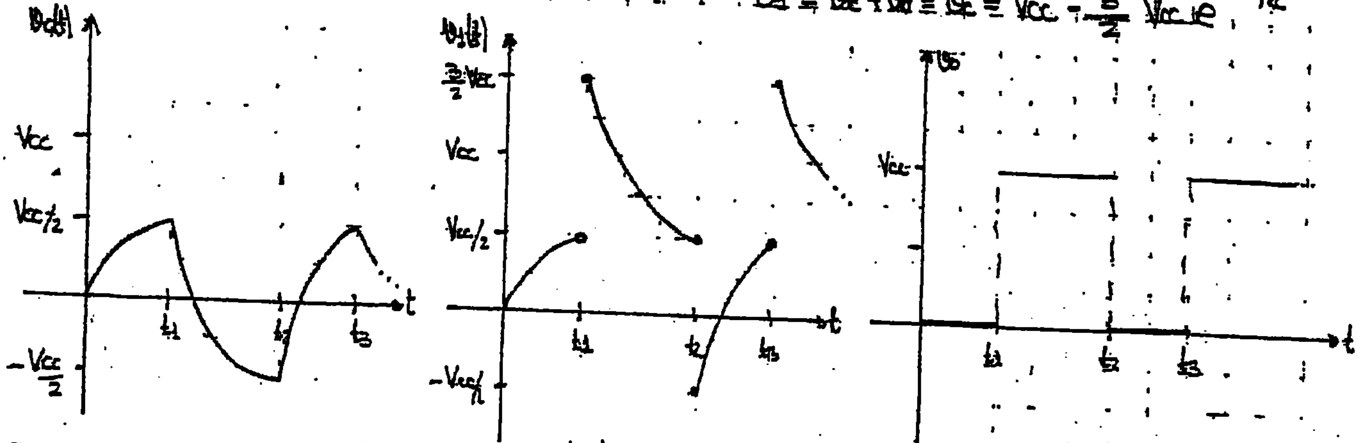
$v_c(t) = v_f + (v_i - v_f)\, e^{-\frac{t-t_2}{\tau}}$

$v_c(t) = V_{cc} + \left(-\frac{V_{cc}}{2} - V_{cc}\right) e^{-\frac{t-t_2}{\tau}}$

$v_i = v_c(t_2) = v_d(t_2) - v_o(t_2) = \frac{V_{cc}}{2} - V_{cc} = -\frac{V_{cc}}{2}$

$v_f = v_c(\infty) = V_{cc}$

$v_d = v_c + v_o = v_c = V_{cc} - \frac{3}{2}V_{cc}\, e^{-\frac{t-t_2}{RC}}$



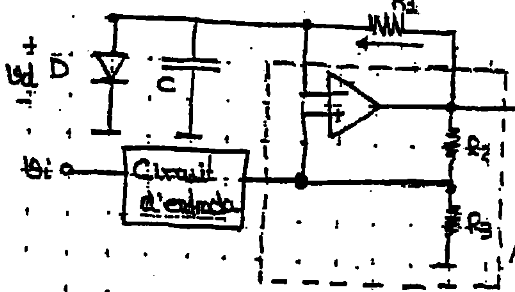
$\boxed{t = t_3}$ $\quad v_c(t_3) = \frac{V_{cc}}{2} = V_{cc} - \frac{3}{2}V_{cc}\, e^{-\frac{t_3-t_2}{RC}} \Rightarrow \frac{-1}{2} = \frac{-3}{2}\, e^{-\frac{t_3-t_2}{RC}}$

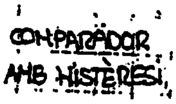
$$-\frac{t_3-t_2}{RC} = \ln\left(\frac{1}{3}\right) \Rightarrow \boxed{t_3 - t_2 = RC\cdot\ln 3 = T_L} = T_H$$

$$T = T_H + T_L = 2RC\ln 3 \simeq 2{,}2\,RC \Rightarrow \boxed{T = 2{,}2\,RC}$$

▸ Circuits MONOESTABLES (multivibradors): Generen un pols a la sortida a partir d'un pols a l'entrada, mitjançant dos possibles estats: → Estat estable: sense entrada.
→ Estat no estable: amb entrada.

• Configuració bàsica:





→ Estats de funcionament:

Saturació positiva: $v_o = +V_{cc} \Rightarrow i_{R1} = \frac{v_o - v_d}{R_1} = \frac{+V_{cc} - v_d}{R_1} = \{v_{d,on} = V_\gamma\} = \frac{\overset{15V}{V_{cc}} - V_\gamma}{R_1} > 0 \Rightarrow D\ ON$

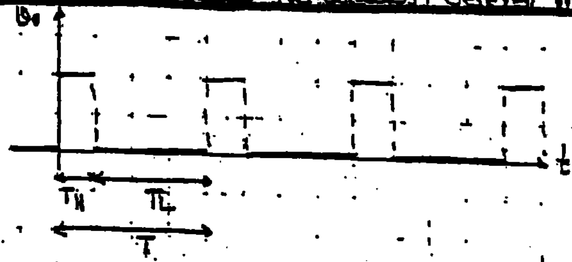
$v_n = v_d = V_\gamma = v_c \simeq 0.7V\ (\simeq 0V)$

$v_p = v_{R3} = \frac{R_3}{R_2+R_3}\, v_o = \{v_o = +V_{cc}\} = \frac{R_3}{R_2+R_3}\, V_{cc}$ $\quad v_p > v_n$ ESTAT ESTABLE

Saturació negativa: $v_o = -V_{cc} \Rightarrow i_{R1} = \frac{v_o + v_d}{R_1} = \frac{-V_{cc} - V_\gamma}{R_1} < 0 \Rightarrow D\ OFF$

$v_n = v_c(t)$; $v_p = \frac{R_3}{R_2+R_3}\, v_o = -\frac{R_3}{R_2+R_3}\, V_{cc}$; $v_n > v_p$

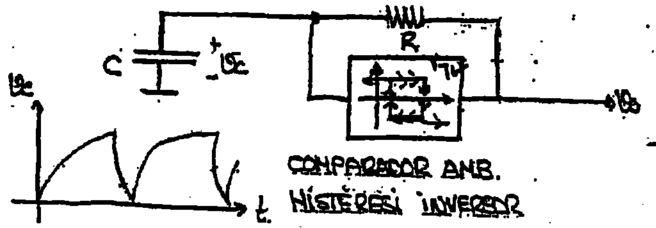
• Tipus: → **A-stable:** Dos estats NO estables. Generen un tren de polsos.

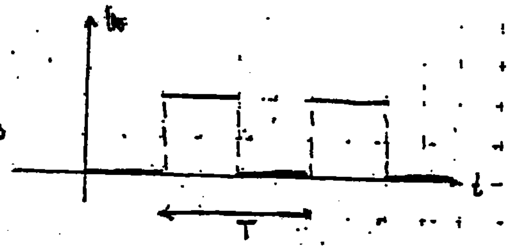


→ **Mono-estable:** Un estat quasi estable. Generen un pols a la sortida a partir d'un pols a l'entrada. El pols de sortida té un període determinat i és síncron.

CIRCUITS A-STABLES (MULTIVIBRADORS):

→ **Configuració bàsica:**

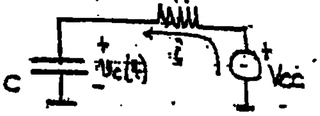




Anàlisi circuital:

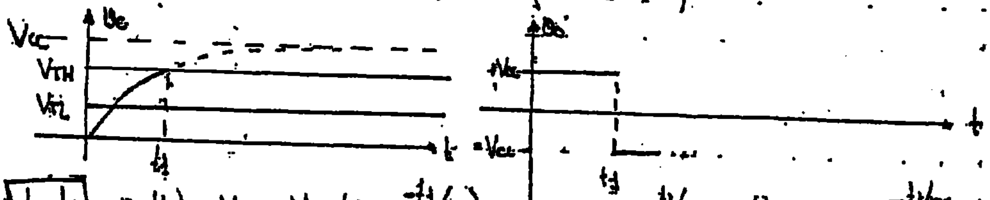
$\boxed{t=0}$: Règim estacionari. $v_c(0)=0 \Rightarrow v_o = +V_{cc}$

$\boxed{t>0}$:



$v_c(t) = v_f + (v_i - v_f)\, e^{-t/\tau}$ $\qquad v_i = v_c(0) = 0V$

$v_c(t) = V_{cc}\left(1 - e^{-t/RC}\right)$ $\qquad v_f = v_c(\infty) = V_{cc}$

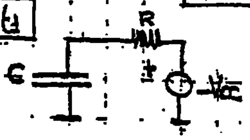


$\boxed{t=t_1}$ $v_c(t_1) = V_{TH} = V_{cc}\left(1 - e^{-t_1/RC}\right) \Rightarrow 1 - e^{-t_1/RC} = \frac{V_{TH}}{V_{cc}} \Rightarrow e^{-t_1/RC} = 1 - \frac{V_{TH}}{V_{cc}}$

$\frac{-t_1}{RC} = \ln\left(1 - \frac{V_{TH}}{V_{cc}}\right) = \ln\left(\frac{V_{cc} - V_{TH}}{V_{cc}}\right) \Rightarrow t_1 = RC \ln\left(\frac{V_{cc} - V_{TH}}{V_{cc}}\right)^{-1}$

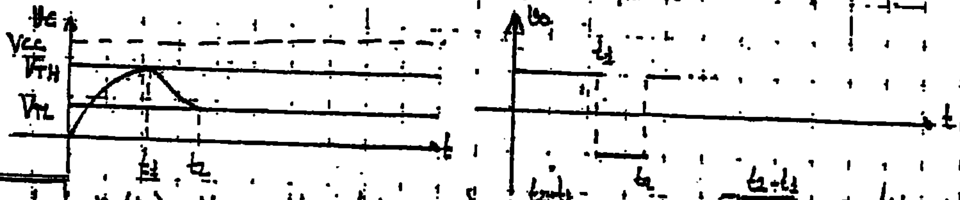
$$\boxed{t_1 = RC \cdot \ln \frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_{TH}}}$$

$\boxed{t>t_1}$



$v_c(t) = v_f + (v_i - v_f)\, e^{-\frac{t-t_1}{\tau}}$ $\qquad v_i = v_c(t_1) = V_{TH}$

$v_c(t) = -V_{cc} + (V_{TH} + V_{cc})\, e^{-\frac{t-t_1}{RC}}$ $\qquad v_f = v_c(\infty) = -V_{cc}$



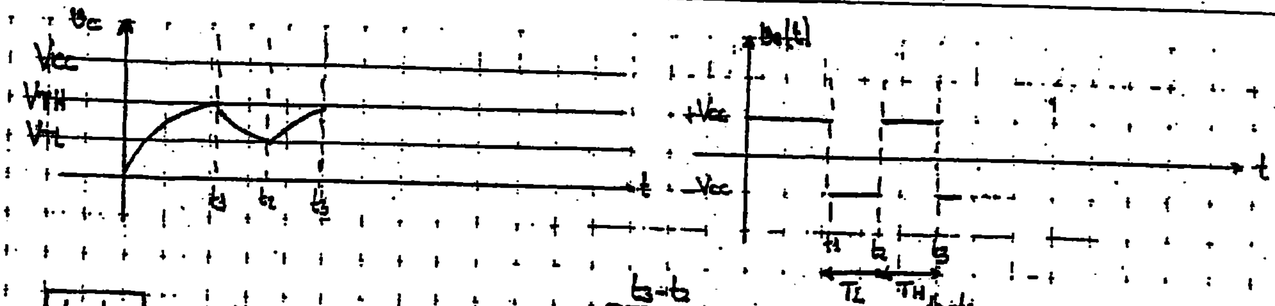
$\boxed{t=t_2}$ $v_c(t_2) = V_{TL} = -V_{cc} + (V_{TH} + V_{cc})\, e^{-\frac{t_2 - t_1}{RC}} \Rightarrow \ln e^{-\frac{t_2-t_1}{RC}} = \ln\left(\frac{V_{TL} + V_{cc}}{V_{TH} + V_{cc}}\right)$

$t_2 - t_1 = RC \ln\left(\frac{V_{TL} + V_{cc}}{V_{TH} + V_{cc}}\right)^{-1} \Rightarrow \boxed{t_2 - t_1 = T_L = RC \ln\left(\frac{V_{TH} + V_{cc}}{V_{TL} + V_{cc}}\right)}$

$\boxed{t>t_2}$

$v_c(t) = v_f + (v_i - v_f)\, e^{-\frac{t-t_2}{\tau}}$ $\qquad v_i = v_c(t_2) = V_{TL}$, $\quad v_f = v_c(\infty) = +V_{cc}$

$v_c(t) = V_{cc} + (V_{TL} - V_{cc})\, e^{-\frac{t-t_2}{RC}}$

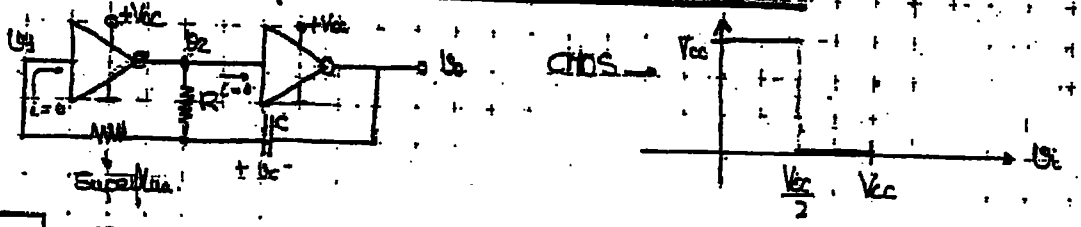


$\boxed{t=t_3}$ $v_c(t_3) = V_{TH} = V_{cc} + (V_{TL} - V_{cc})\, e^{-\frac{t_3-t_2}{\tau}} \Rightarrow \ln e^{-\frac{t_3-t_2}{RC}} = \ln\left(\frac{V_{TH}-V_{cc}}{V_{TL}-V_{cc}}\right)$

$t_3 - t_2 = RC \ln\left(\frac{V_{TH}-V_{cc}}{V_{TL}-V_{cc}}\right)^{-1} \Rightarrow \boxed{t_3 - t_2 = T_H = RC \ln\left(\frac{V_{TL}-V_{cc}}{V_{TH}-V_{cc}}\right)}$

$T = T_H + T_L \Rightarrow f = \frac{1}{T}$

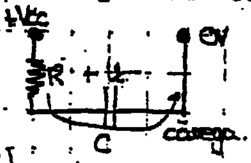
→ Oscil·lador d'ona quadrada CMOS. (amb inversor CMOS).



$\boxed{t=0}$ Règim estacionari. Condensador descarregat $\Rightarrow v_C(0) = 0V$, $v_O(0) = 0V$ (suposem).

$v_1 = v_C + v_O = 0V \Rightarrow v_2 = +V_{cc} \Rightarrow v_O = 0V$

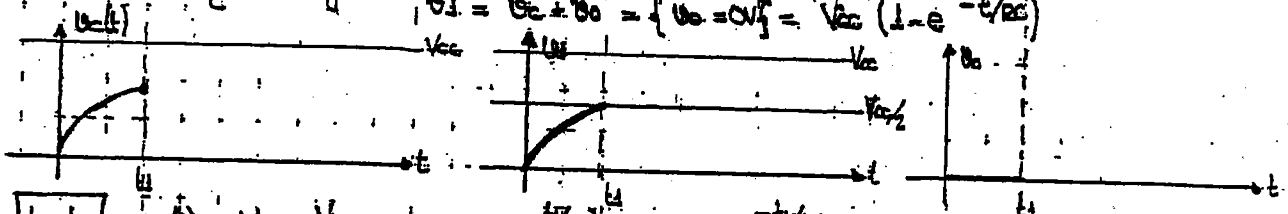
$\boxed{t>0}$



$v_C(t) = v_f + (v_i - v_f)\, e^{-t/\tau} = V_{cc}\left(1 - e^{-t/RC}\right)$

$v_i = v_C(0) = 0V$, $v_f = v_C(\infty) = +V_{cc}$

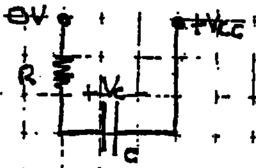
$v_1 = v_C + v_O = \{v_O = 0V\} = V_{cc}\left(1 - e^{-t/RC}\right)$



$\boxed{t=t_1}$ $v_1(t_1) = V_T = \frac{V_{cc}}{2} = V_{cc}\left(1 - e^{-t_1/RC}\right) \Rightarrow 1 - e^{-t_1/RC} = \frac{1}{2} \Rightarrow e^{-t_1/RC} = \frac{1}{2}$

$\frac{-t_1}{RC} = \ln\left(\frac{1}{2}\right) \Rightarrow \boxed{t_1 = RC \ln 2}$

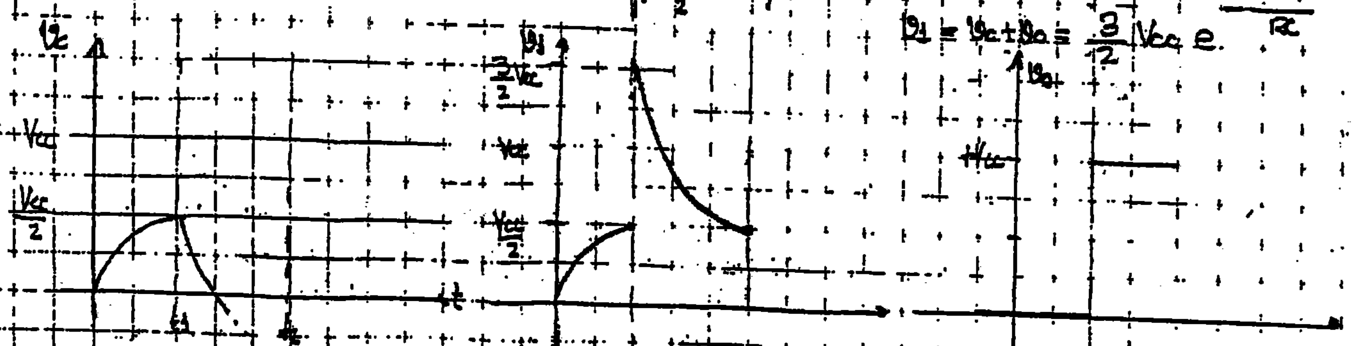
$\boxed{t>t_1}$ $v_1(t) > V_T = \frac{V_{cc}}{2} \Rightarrow v_2 = 0 \Rightarrow v_O = V_{cc}$



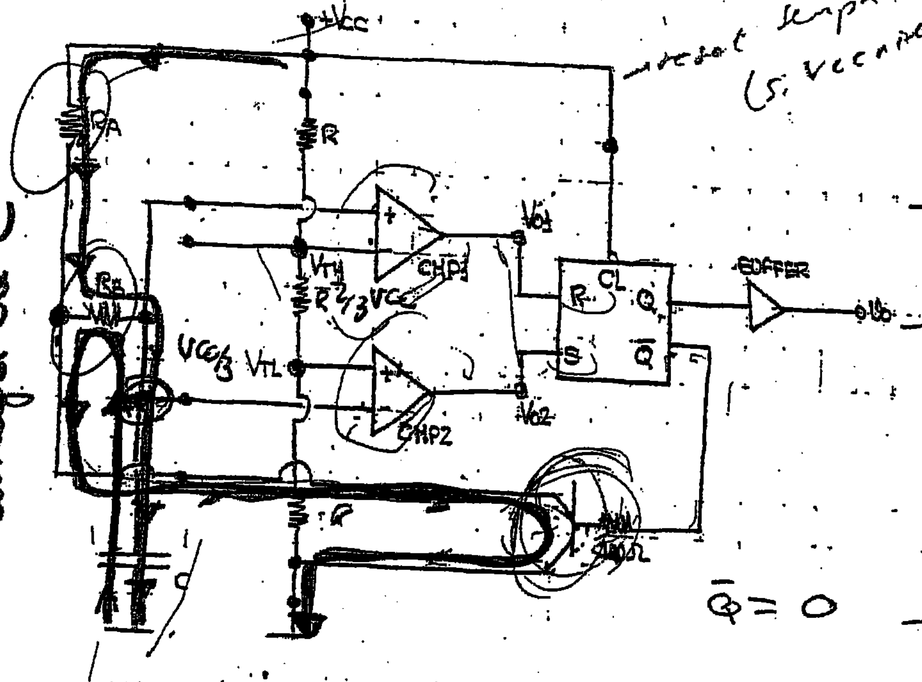
$v_C(t) = v_f + (v_i - v_f)\, e^{-\frac{t-t_1}{RC}}$ $v_i = v_C(t_1) = \frac{V_{cc}}{2}$

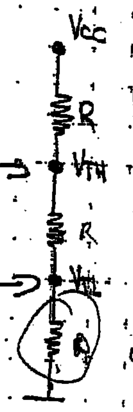
$v_C(t) = -V_{cc} + \left(\frac{V_{cc}}{2} + V_{cc}\right) e^{-\frac{t-t_1}{RC}}$ $v_f = v_C(\infty) = -V_{cc}$

$v_1 = v_C + v_O = \frac{3}{2} V_{cc}\, e^{-\frac{t-t_1}{RC}}$



→ Funcionament del 555 com a A-stable:



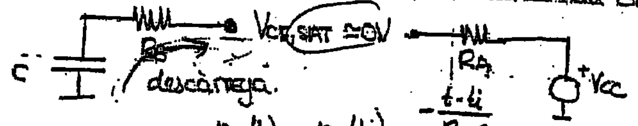


$V_{TH} = \frac{2R}{3R} V_{cc} = \frac{2}{3} V_{cc}$

$V_{TL} = \frac{R}{3R} V_{cc} = \frac{1}{3} V_{cc}$

$\bar{Q} = 0 \longrightarrow$ tall

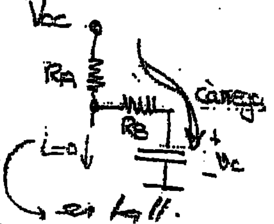
Transistor en saturació: (Camí del corrent en vermell)



Aquesta xarxa no afecta al condensador.

$$v_C(t) = v_C(t_i)\, e^{-\frac{t-t_i}{R_B \cdot C}}$$

Transistor en tall: (camí del corrent en negre)



$$v_C(t) = V_{cc} + (v_C(t_i) - V_{cc})\, e^{-\frac{t-t_i}{(R_A+R_B)C}}$$

$$V(\infty) + (V(0) - V(\infty))\, e^{-\frac{t-t_i}{\tau}}$$

Evolució temporal:

$\boxed{t=0^+}$ $v_C = 0V = v_{P1} = v_{N2}$, $v_{N1} = V_{TH}$, $v_{P2} = V_{TL}$

$v_{P1} = 0 < v_{N1} = V_{TH} \Rightarrow$ CMP1 BAIX — nivell baix

$v_{N2} = 0 < v_{P2} = V_{TL} \Rightarrow$ CMP2 ALT → nivell alt

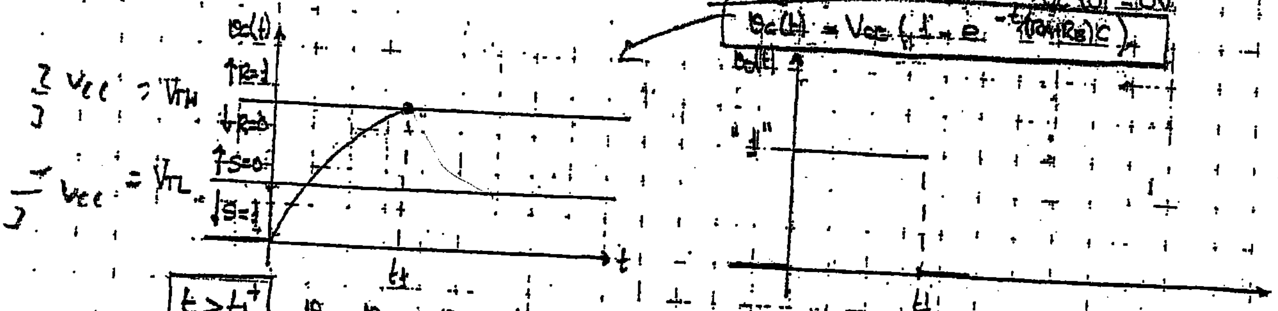
inicial

$v_{O1} = $ "R" $= 0$ (BAIX)

$v_{O2} = $ "S" $= 1$ (ALT) SET $v_O = Q = 1$, $\bar{Q} = 0$

$\boxed{t>0}$: $\bar{Q}$ BAIX ⇒ transistor tallat ⇒ càrrega del condensador $v_C(0) = 0V$

$$\boxed{v_C(t) = V_{cc}\left(1 - e^{-\frac{t}{(R_A+R_B)C}}\right)}$$



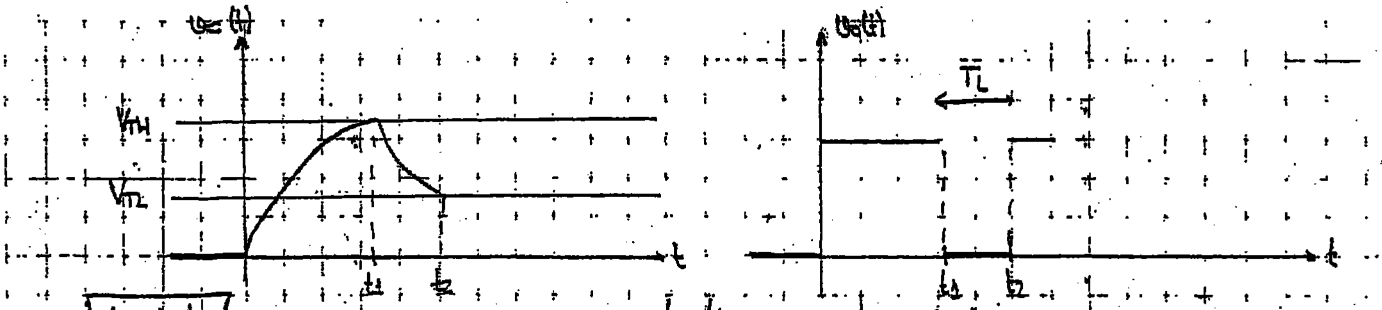
$\boxed{t>t_1^+}$ $v_C = v_{P1} > v_{N1} = V_{TH} \Rightarrow$ CMP1 ALT, R=1

$v_C = v_{N2} > v_{P2} = V_{TL} \Rightarrow$ CMP2 BAIX, S=0

$Q = 0$, $\bar{Q} = 1$ — s'intercanvien els estats.

Transistor en saturació: $v_C = \underbrace{v_C(t_1)}_{V_{TH} = \frac{2}{3}V_{cc}} \cdot e^{-\frac{t-t_1}{R_B C}} = \frac{2}{3} V_{cc}\, e^{-\frac{t-t_1}{R_B C}}$

NOTE BOOK

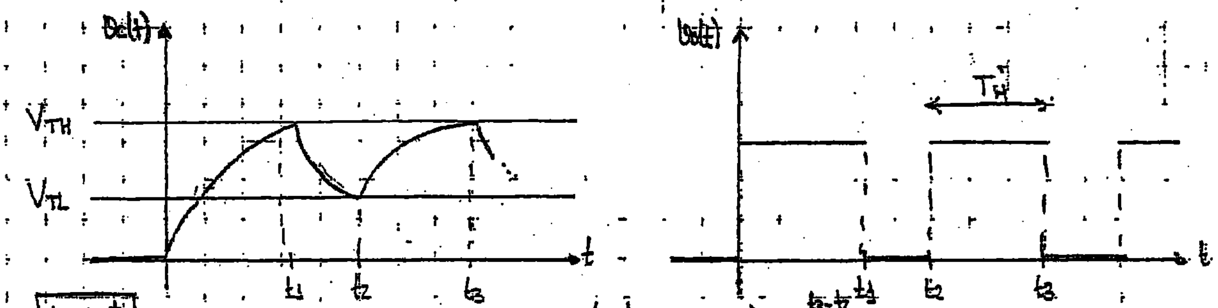


$\boxed{t = t_2^+}$

$$V_{TL} = \frac{1}{3}V_{cc} = \frac{2}{3}V_{cc}\, e^{-\frac{t_2-t_1}{R_B C}} \Rightarrow \ln\left(e^{-\frac{t_2-t_1}{R_B C}}\right) = \ln\left(\frac{1}{2}\right)$$

$$-\frac{t_2-t_1}{R_B\cdot C} = \ln\left(\frac{1}{2}\right) \Rightarrow \boxed{t_2 - t_1 = T_L = R_B\cdot C\cdot \ln 2}$$

$v_C = V_{TL}^- = v_{P1} < v_{N1} = V_{TH} \Rightarrow$ CMP1 BAIX, R=0
$v_C = V_{TL}^- = v_{N2} < v_{P2} = V_{TL} \Rightarrow$ CMP2 ALT, S=1
$\Big\}$ $Q = 1$, $\overline{Q} = 0$ ~~Transistor en tall.~~



$\boxed{t = t_3^+}$

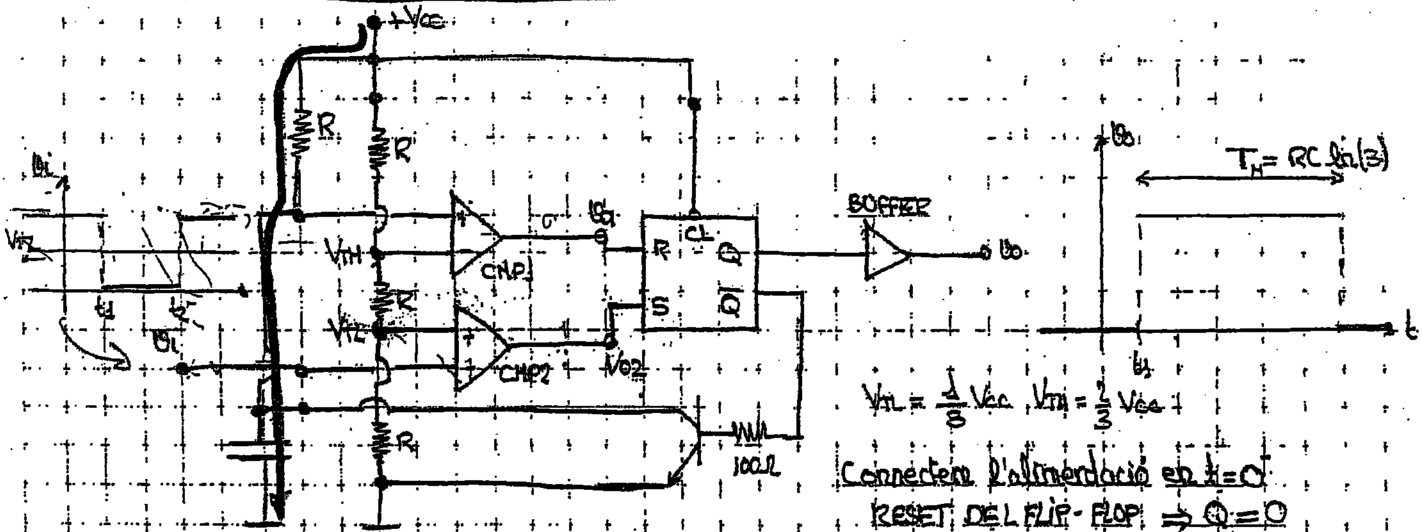
$$V_{TH} = \frac{2}{3}V_{cc} = v_C(t_3) = V_{cc} + \underbrace{\left(\frac{1}{3}V_{cc} - V_{cc}\right)}_{=-2/3\,V_{cc}} e^{-\frac{t_3-t_2}{(R_A+R_B)C}}$$

$$\frac{2}{3} - 1 = -\frac{2}{3}\, e^{-\frac{t_3-t_2}{(R_A+R_B)C}}$$

$$\ln\left(e^{-\frac{t_3-t_2}{(R_A+R_B)C}}\right) = \ln\left(\frac{1}{2}\right) \Rightarrow \boxed{T_H = t_3 - t_2 = (R_A+R_B)\,C\cdot\ln(2)}$$

Període $= T = T_H + T_L = (R_A + 2R_B)\cdot C\cdot \ln(2)$

→ Funcionament del 555 com a monoestable: (no cal R_A, R_B)



$V_{TL} = \frac{1}{3}V_{cc}$, $V_{TH} = \frac{2}{3}V_{cc}$

Connectem l'alimentació en $t = 0^-$
RESET DEL FLIP-FLOP $\Rightarrow Q = 0$

$\boxed{t = 0^+}$ $v_i = v_{N2} > V_{TL} = v_{P2} \Rightarrow$ CMP2 BAIX $\Rightarrow S = 0$
$v_C(0) = 0 = v_{P1} < v_{N1} = V_{TH} \Rightarrow$ CMP1 BAIX $\Rightarrow R = 0$
$\Big\}$ $Q = $ "0", $\overline{Q} = $ "1"

Per tant, $v_o = 0$

$\overline{Q} = 1 \Rightarrow$ Transistor en saturació
$V_{CE} = V_{CE,SAT} \simeq 0V \Rightarrow$ Condensador descarregat: $v_C(0) = 0V$

$\boxed{t = t_1^+}$: $v_i = v_{N2} \leq V_{TL} = v_{P2} \Rightarrow$ CMP2 ALT $\Rightarrow$ $S = 1$, $R = 0$ $\Big\}$ $Q = 1$; $\Rightarrow v_o = $ "1" ; $\overline{Q} = 0 \Rightarrow$ transistor tallat

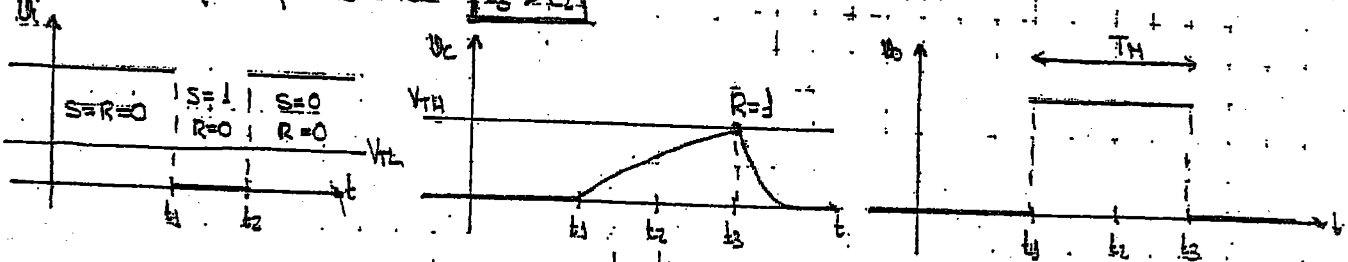
Càrrega del condensador: $v_c(t) = V_{cc}\left(1 - e^{-\frac{(t-t_1)}{RC}}\right)$
(dibuix en vermell)

$\boxed{t = t_2^+}$ $v_i = v_{N2} > V_{TL} = v_{P2} \Rightarrow$ CMP2 BAIX $\Rightarrow S = 0$ segueix com estava

$\boxed{t = t_3^+}$ $v_c = v_{P1} > V_{TH} = v_{N1} \Rightarrow$ CMP1 ALT $\Rightarrow R = 1$ només en $t = t_3$; després $(t_3^+) \Rightarrow R = 0$ que manté l'estat.

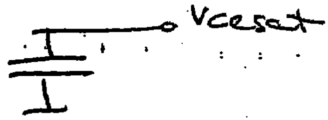
$Q = 0 \Rightarrow v_o = 0$
$\overline{Q} = 1 \Rightarrow$ saturació del transistor ; descàrrega del condensador.

Perquè funcioni bé $\boxed{t_3 > t_2}$



$T_H = t_3 - t_1$ $\quad v_c(t_3) = V_{TH} = V_{cc}\left(1 - e^{-\frac{t_3 - t_1}{RC}}\right) \Rightarrow \frac{2}{3} V_{cc} = V_{cc}\left(1 - e^{-\frac{t_3-t_1}{RC}}\right)$

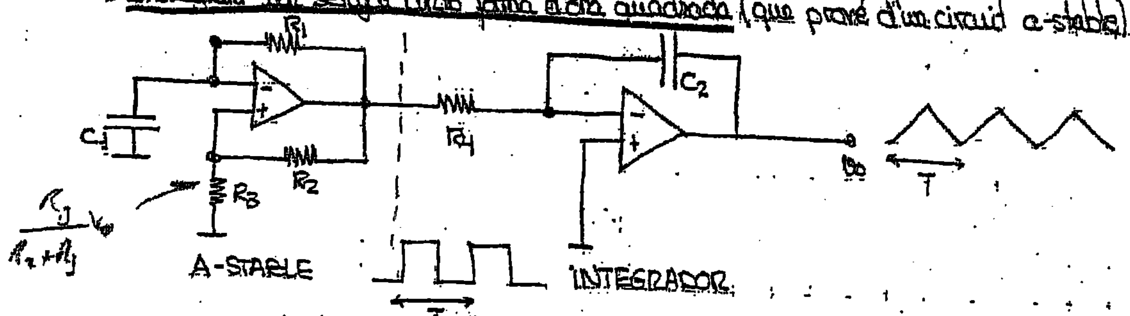
$\frac{-1}{3} = -e^{-\frac{t_3 - t_1}{RC}} \Rightarrow -(t_3 - t_1) = RC \ln\left(\frac{1}{3}\right)$



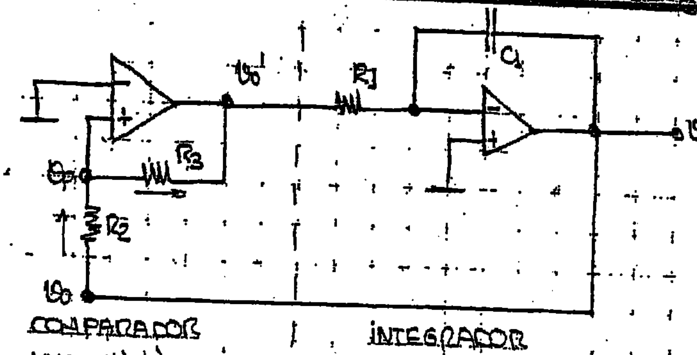
$$\boxed{t_3 - t_1 = T_H = RC \ln(3)}$$

▶ GENERADORS D'ONA TRIANGULAR: ASTABLE + INTEGRADOR

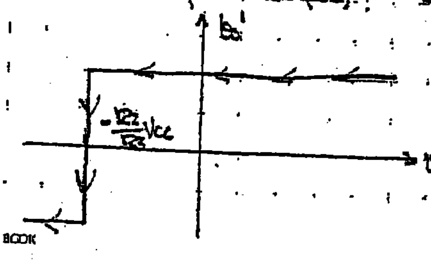
→ Integrant un senyal amb forma d'ona quadrada (que prové d'un circuit a-stable):



→ Comparador amb histèresi en sèrie amb un integrador i realimentat positivament:



1a etapa : $v_o'(v_o)$?



Saturació positiva: $v_o' = +V_{cc}$, $v_p \geq v_N$

KCL v_p: $\frac{v_o - v_p}{R_2} = \frac{v_p - v_o'}{R_3}$ $\quad v_o R_3 - v_p R_3 = v_p R_2 - v_o' R_2$

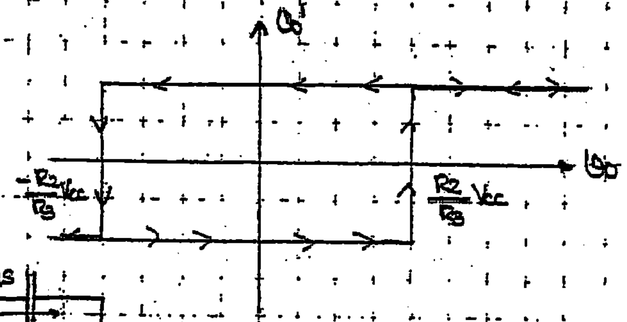
$v_p = \frac{R_3}{R_2 + R_3} v_o + \frac{R_2}{R_2 + R_3} v_o' > v_N = 0$, $v_o' = +V_{cc}$

$$\boxed{v_o > -\frac{R_2}{R_3} V_{cc}}$$

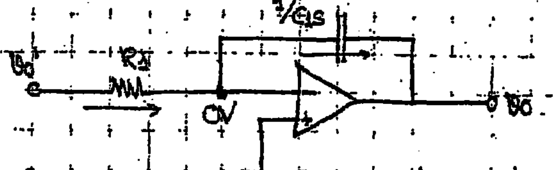
NOTE BOOK

Saturació negativa: $v_o' = -V_{cc}$; $v_p < v_n$ $\quad \frac{R_3}{R_2+R_3} v_o + \frac{R_2}{R_2+R_3} v_o' < v_n = 0$

$$\boxed{v_o < \frac{R_2}{R_3} V_{cc}}$$



2a etapa:

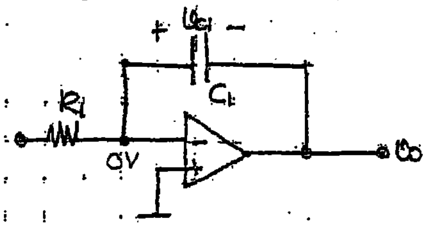


KCL: $\frac{v_o'-0}{R_1} = \frac{0-v_o}{1/C_1 s} \Rightarrow v_o = \frac{-1}{R_1C_1}\frac{v_o'}{s}$ $\quad v_o(t) = \frac{-1}{R_1C_1}\int_{t_0}^{t} v_o'(t')\,dt' + v_o(t_0)$

En saturació positiva: $v_o' = +V_{cc} \Rightarrow v_o(t) = \frac{-V_{cc}}{R_1C_1}(t-t_0) + v_o(t_0)$

En saturació negativa: $v_o' = -V_{cc} \Rightarrow v_o(t) = \frac{V_{cc}}{R_1C_1}(t-t_0) + v_o(t_0)$

Evolució temporal:



$\boxed{t=0}$ $v_{C1} = 0V \Rightarrow v_o = 0V \Rightarrow v_o' = \left\{\begin{matrix} +V_{cc} \\ -V_{cc} \end{matrix}\right\}$ Aleatori

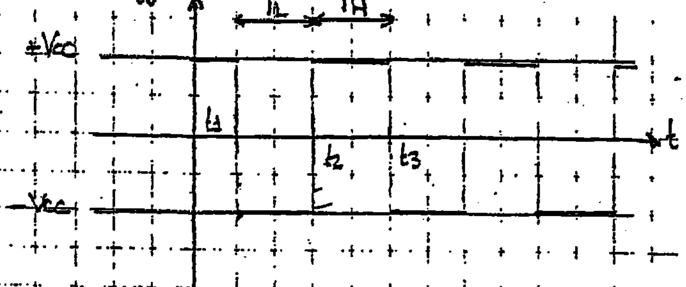
Si prenem $+V_{cc}$:

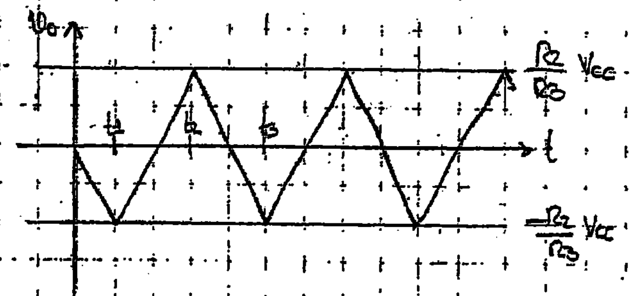
$\boxed{t=0^+}$ $v_o' = +V_{cc}$, $t_0 = 0$, $v_C(t_0) = 0V \Rightarrow v_o(t) = \frac{-V_{cc}}{R_1C_1} t$

$\boxed{t=t_1^+}$ $v_o' = -V_{cc} \Rightarrow v_o(t) = \frac{V_{cc}}{R_1C_1}(t-t_1) + \underbrace{v_o(t_1)}_{-\frac{R_2}{R_3}V_{cc}}$

$\boxed{t=t_2^+}$ $v_o(t_2) = \frac{R_2}{R_3}V_{cc} = \frac{V_{cc}}{R_1C_1}(t_2-t_1) - \frac{R_2}{R_3}V_{cc} \Rightarrow \frac{2R_2}{R_3} = \frac{t_2-t_1}{R_1C_1}$

$$\boxed{T_L = t_2 - t_1 = 2R_1C_1\frac{R_2}{R_3}}$$





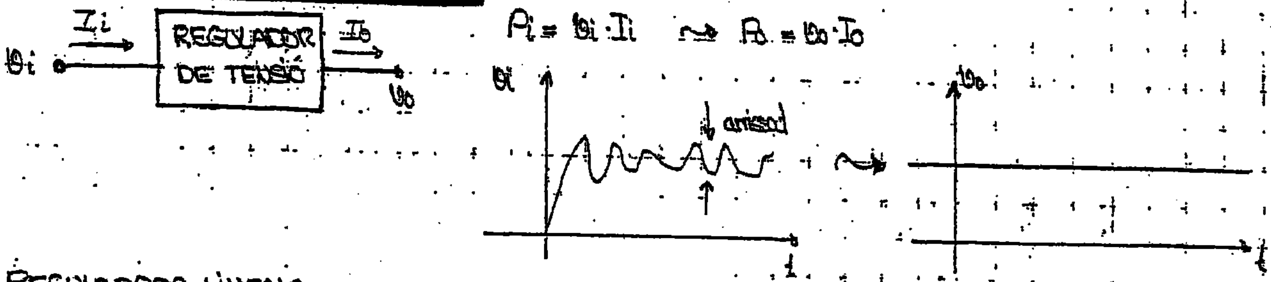
$T_L = T_H$

Període del senyal de sortida: $T = T_L + T_H = 4R_1C_1\frac{R_2}{R_3}$

Unitat 6. Reguladors de tensió

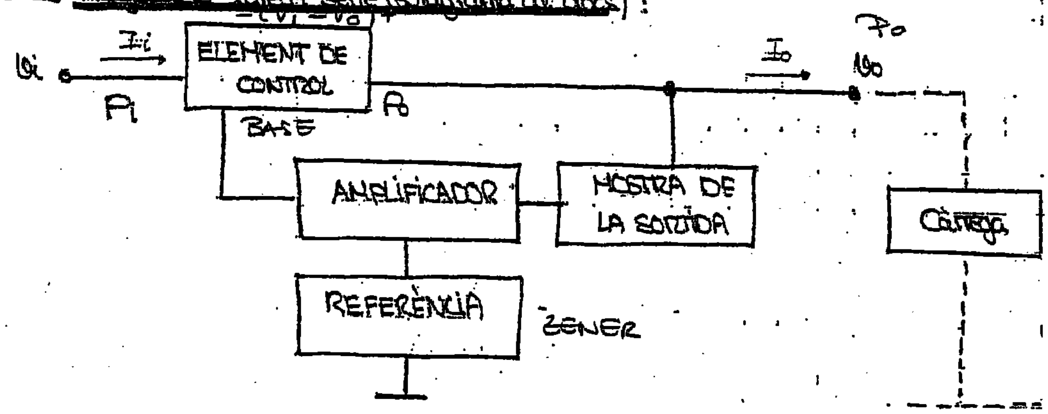
▸ Introducció:

Són circuits electrònics que proporcionen una tensió estable a partir de la potència que subministra una tensió no estable.



▸ Reguladors lineals

⟶ Regulació lineal sèrie (Diagrama de blocs):



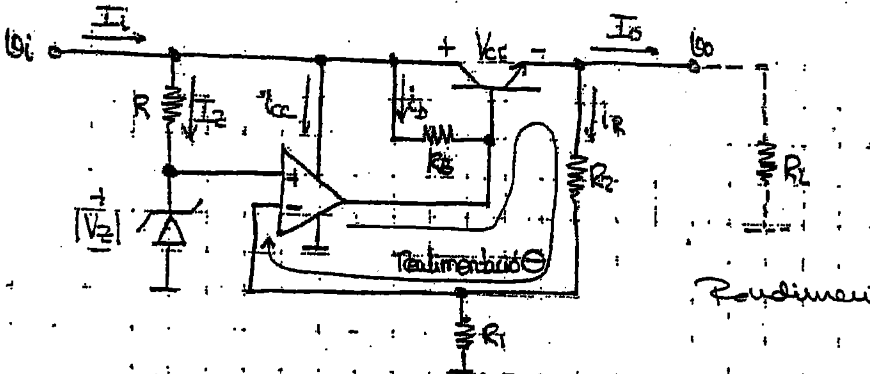
L'element de control absorbeix les variacions de la tensió d'entrada i dissipa la potència. Aquest element és un transistor bipolar.

El circuit que pren una mostra de la sortida és un divisor de tensió.

La referència és presa amb un Zener.

L'amplificador és un amplificador operacional.

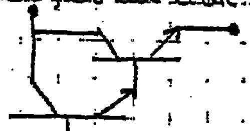
⟶ Circuit bàsic de regulador lineal sèrie:



R_B està calculada per aconseguir que el transistor treballi en la zona activa.

Rendiment: $\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} \simeq \frac{V_o}{V_i}$, bo

Generalment, en lloc d'un hi ha dos transistors en connexió DARLINGTON. $I_o \simeq I_i$



Llavors, $\boxed{\beta_{eq} = \beta_1 \cdot \beta_2}$

Potència dissipada pel transistor:

$$P_{d_T} = i_C \cdot V_{CE} + \underbrace{i_b \cdot V_{BE}}_{\text{menyspreable}} = i_C \cdot V_{CE} = I_i \cdot V_{CE} = \{ i_C \simeq i_E \simeq I_o \simeq I_i \} = I_i (V_i - V_o) =$$

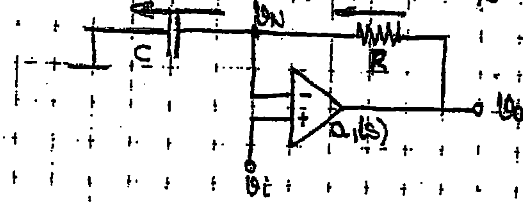
$$= I_i \cdot V_i - I_i V_o = \{ I_o V_o \simeq I_i V_o \} = P_i - P_o$$

$\left.\begin{array}{l} i_C \gg i_b \\ V_{CE} \gg V_{BE} \end{array}\right\}$ en activa.

L'amplificador operacional està en la zona lineal:

$$\left.\begin{aligned} CCV &\Rightarrow v_p = v_N \\ v_p &= |V_2| \\ v_N &= v_{R1} = \frac{R_1}{R_1+R_2} v_0 \end{aligned}\right\} \frac{R_1}{R_1+R_2} v_0 = |V_2| \Rightarrow \boxed{v_0 = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)|V_2|}$$

PROBLEMA 6 [12]. En el circuit de la figura considereu: $a_1(s) = \frac{a_0\,\omega_1\,\omega_2}{(s+\omega_1)(s+\omega_2)}$ i $a_0 > 0$, amb $\omega_1 = 10$ rad/s, $\omega_2 = 10^6$ rad/s i $1/RC = 10^3$ rad/s. Suposeu en els càlculs que $\omega_1 \ll \frac{1}{RC} \ll \omega_2$.



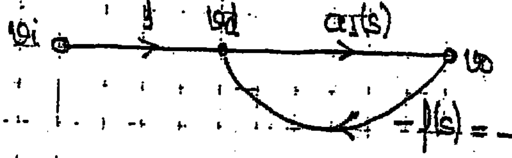
$\rightarrow v_o - v_d\, a = a(V_p - V_n)$, v_i

(a) Dibuixar el diagrama de fluxe:

Com que l'operacional està realimentat negativament: $v_p = v_i = v_N$

$$KCL_{v_n}: \frac{v_0 - v_i}{R} = \frac{v_i - 0}{\frac{1}{Cs}} \Rightarrow v_0 = (RCs+1)\, v_i$$

$$v_0 = a_1(s)\, v_d \quad \text{on } v_d = v_p - v_n = v_i - \frac{v_0}{RCs+1}$$



$f(s) = \frac{-1}{RCs+1}$

(b) Calcular el guany de llaç, T(s), del circuit realimentat. Indicar el tipus de realimentació present.

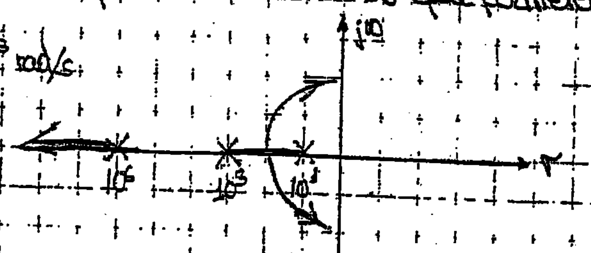
$$T(s) = a_1(s)\, f(s) = \frac{a_0\,\omega_1\,\omega_2}{(s+\omega_1)(s+\omega_2)} \cdot \frac{1}{(RCs+1)} = \frac{a_0\,\omega_1\,\omega_2\,\frac{1}{RC}}{(s+\omega_1)(s+\omega_2)(s+\frac{1}{RC})}$$

Estable

Com que la constant $a_0\,\omega_1\omega_2\,\frac{1}{RC}$ és positiva, es tracta de realimentació negativa.

(c) Dibuixeu aproximadament el Lloc Geomètric de les arrels. És estable el circuit per qualsevol valor de a_0? Indiqueu els valors de a_0 que permeten l'estabilitat del circuit. Routh

$\frac{1}{RC} = 10^3$ rad/s.



El circuit no és estable per a tot a_0.

$\alpha = \pm\left(\frac{1+2k}{n-m}\right)\pi$; $\pi/3$, $2\pi/3$, π

Per estudiar l'estabilitat, busquem el polinomi característic i apliquem Routh:

$$1+T(s) = 0 \Rightarrow -a_0\, 10 \cdot 10^6 \cdot 10^3 = (s+10)(s+10^6)(s+10^3)$$

$$-a_0\, 10^{10} = (s^2+10^6 s+10s+10^7)(s+10^3) \approx (s^2+10^6 s+10^7)(s+10^3) = s^3+10^6 s^2+10^9 s+10^{10}$$

Polinomi característic: $s^3+10^6 s^2+10^9 s+(1+a_0)\,10^{10}$

s^3	1	10^9	0
s^2	10^6	$(1+a_0)10^{10}$	0
s	$10^9-(1+a_0)10^4$	0	
s^0	$(1+a_0)10^{10}$	0	

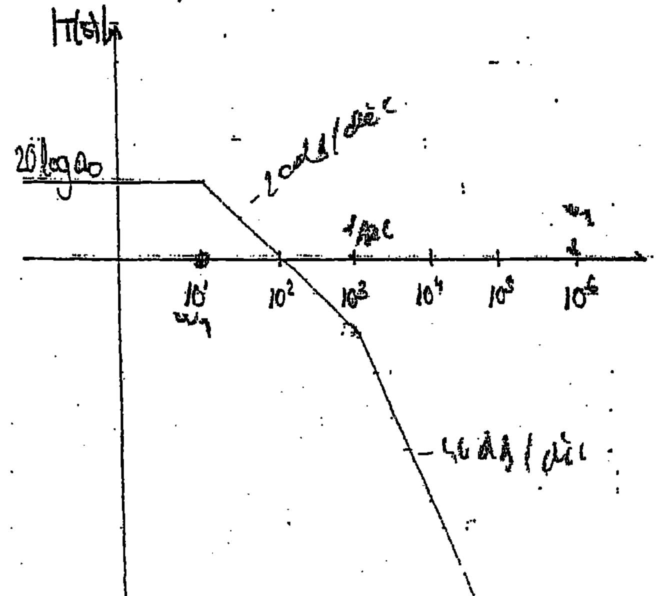
$$\frac{a_0\,\omega_1\omega_2\frac{1}{RC}}{(s+\omega_1)(s+\omega_2)(s+\frac{1}{RC})}$$

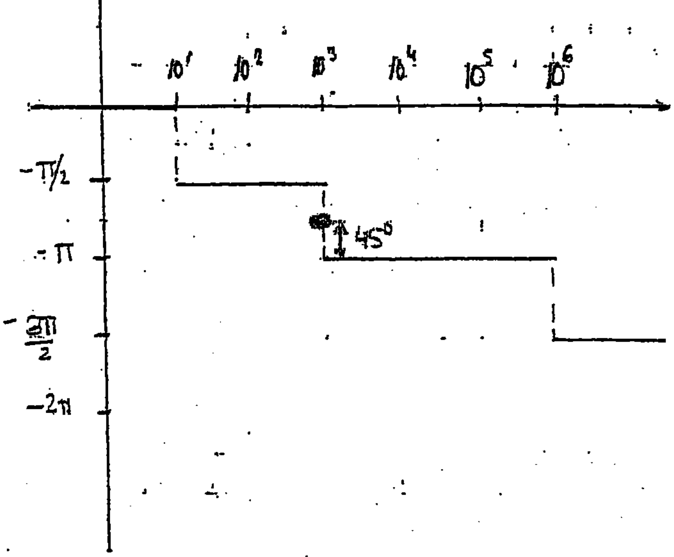
$$\frac{a_0}{\left(1+\frac{s}{\omega_1}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_2}\right)\left(1+\frac{s}{\frac{1}{RC}}\right)}$$

Perquè sigui estable: $10^9-(1+a_0)10^4 \geq 0 \Rightarrow 10^9 \geq (1+a_0)10^4$

$a_0 \leq 10^5-1$

(d) Dibuixeu el diagrama de Bode, mòdul i fase, de T(s) en funció del valor de a_0.



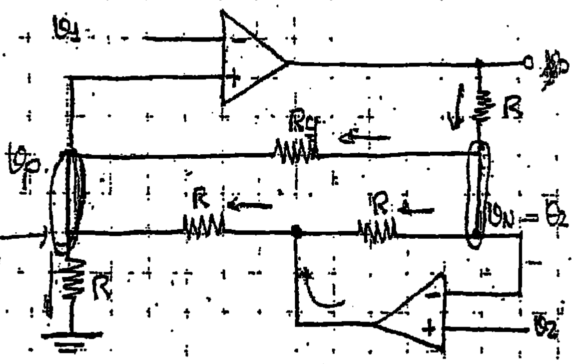


(e) Calculeu el valor de a_0 que aconsegueix un marge de fase de 45°.

$$20\log a_0 - 20\frac{dB}{dec}\times 2 - 3dB = 0 \Rightarrow \log a_0 = \frac{43}{20} \Rightarrow \boxed{a_0 = 140}$$

$$20\log a_0 - 20\log\frac{10^3}{10^2} - 3 = 0$$

PROBLEMA 7 [27]. L'amplificador d'instrumentació de la figura està realitzat amb dos amplificadors operacionals OPA27. Trobeu el guany d'aquest amplificador d'instrumentació, suposeu els amplificadors operacionals ideals.



$\frac{R}{2R}$ $V_{AO2} = v_1$

$\boxed{V_{AO2} = 2V_1}$

$v_{P1} = v_{N1} = v_1 \quad v_{N2} = v_{P2} = v_2$

KCL v_{N2}: $\frac{v_0-v_2}{R} = \frac{v_2-v_1}{R_g} + \frac{v_2-V_{AO2}}{R}$

KCL v_{P1}: $\frac{v_2-v_1}{R_g} + \frac{V_{AO2}-v_1}{R} = \frac{v_1}{R}$

$V_{AO2} - 2v_1 = \frac{-R}{R_g}(v_2-v_1)$

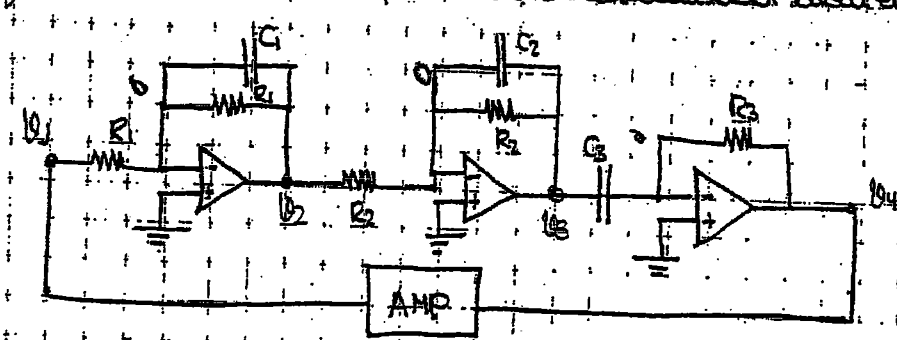
$V_{AO2} = \frac{-R}{R_g}(v_2-v_1) + 2v_1$

$$\frac{v_0-v_2}{R} = \frac{(v_2-v_1)}{R_g} + \frac{v_2 + R/R_g(v_2-v_1) - 2v_1}{R} \Rightarrow \frac{v_0-2v_2}{R} = \frac{2}{R_g}(v_2-v_1) - \frac{2v_1}{R}$$

$$v_0 = \frac{2R}{R_g}(v_2-v_1) + 2(v_2-v_1) = \left(2+\frac{2R}{R_g}\right)(v_2-v_1) \qquad G = \frac{v_0}{(v_2-v_1)} = 2+\frac{2R}{R_g}$$

NOTE BOOK

PROBLEMA 1 [33]. Es pretén realitzar un oscil·lador basat en el següent circuit:



on $\omega_1 = \frac{1}{R_1C_1}$, $\omega_2 = \frac{1}{R_2C_2}$, $\omega_3 = \frac{1}{R_3C_3}$ $(\omega_1 < \omega_2 < \omega_3)$ i el bloc denominat AMP correspon a un amplificador de guany G, amb $G<0$.

Per determinar el circuit que ha de realitzar el bloc AMP, es demana:

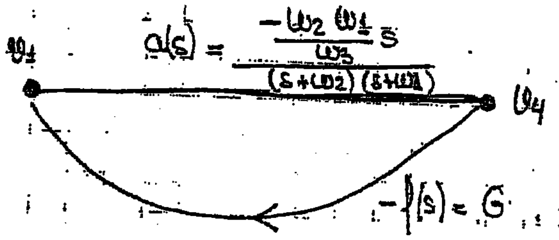
(a) Dibuixeu el fluxograma corresponent al circuit de la figura considerant ideals els amplificadors operacionals:

$v_2(v_1)$? $\quad \frac{v_1}{R_1} = \frac{-v_2}{\frac{R_1 \cdot 1/C_1 s}{R_1 + 1/C_1 s}} \Rightarrow v_2 = \frac{-1}{R_1C_1s+1} v_1 = \frac{-1/R_1C_1}{s+1/R_1C_1} v_1 = \frac{-\omega_1}{(s+\omega_1)} v_1$

$v_3(v_2)$? $\quad v_3 = \frac{-\omega_2}{(s+\omega_2)} v_2 = \frac{\omega_2\omega_1}{(s+\omega_2)(s+\omega_1)} v_1$

$v_4(v_3)$? $\quad \frac{v_3}{\frac{1}{C_3 s}} = \frac{-v_4}{R_3} \Rightarrow v_4 = -R_3C_3 s\, v_3 = \frac{-s}{\omega_3} v_3 = \frac{-\frac{\omega_2\omega_1}{\omega_3} s}{(s+\omega_2)(s+\omega_1)} v_1$

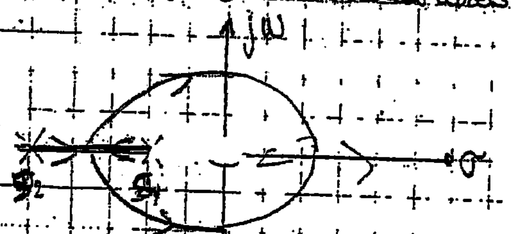
$v_1 = G v_4$



(b) Calculeu el guany $T(s)$ associat.

$$T(s) = a(s)\cdot f(s) = \frac{G\,\omega_2\omega_1 s}{\omega_3 (s+\omega_2)(s+\omega_1)}$$

(c) Dibuixeu el lloc geomètric de les arrels de l'equació característica:



$1+T(s) = 0 \Rightarrow -G\omega_2\omega_1 s = \omega_3(s+\omega_2)(s+\omega_1)$

$\omega_3(s+\omega_2)(s+\omega_1) + G\omega_2\omega_1 s = 0$

$\omega_3(s^2 + \omega_1 s + \omega_2 s + \omega_1\omega_2) + G\omega_2\omega_1 s = 0$

$s^2 + \left(\omega_1+\omega_2+\frac{G\omega_2\omega_1}{\omega_3}\right)s + \omega_1\omega_2 = 0$

$$s_{1,2} = \frac{-\omega_1-\omega_2-\frac{G\omega_2\omega_1}{\omega_3} \pm \sqrt{\left(\omega_1+\omega_2+\frac{G\omega_2\omega_1}{\omega_3}\right)^2 - 4\omega_1\omega_2}}{2}$$

(d) Calculeu la condició i la freqüència d'oscil·lació del circuit.

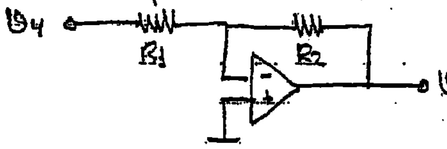
$\omega_1+\omega_2+\frac{G\omega_2\omega_1}{\omega_3} = 0 \Rightarrow \frac{G\omega_1\omega_2}{\omega_3} = -\omega_1-\omega_2 \Rightarrow G = \frac{-\omega_3(\omega_1+\omega_2)}{\omega_1\omega_2}$

$\omega_{osc} \rightarrow s = \pm j\omega_{osc} = \sqrt{-\omega_1\omega_2} \Rightarrow \omega_{osc} = \sqrt{\omega_1\omega_2} \Rightarrow \omega_{osc}^2 = \omega_1 \cdot \omega_2$

(e) Proposeu un circuit per implementar el bloc AMP.

Ha de multiplicar l'entrada per $G = \dfrac{-\omega_3(\omega_2+\omega_1)}{\omega_2\,\omega_1}$

Per tant, podriem utilitzar un amplificador inversor:



tal que $\dfrac{R_2}{R_1} = \dfrac{\omega_3(\omega_2+\omega_1)}{\omega_2\omega_1}$.

→ Magnituds dels reguladors:

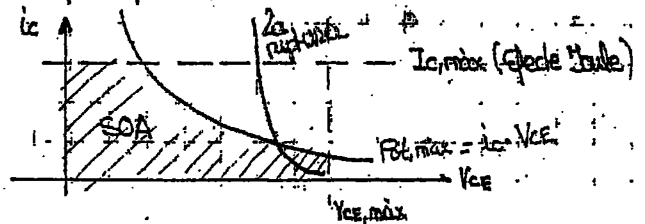
- Tolerància de la tensió d'entrada: Marge de tensió d'entrada que es pot regular.
- Tensió de sortida nominal: (V_o)
- Marge de variació del corrent de sortida (i_o): Capacitat que té el regulador de subministrar corrent. ($I_o \leq I_{màx}$). $I_{màx}$ ve donat per la limitació de l'AO: $I_{AO,màx}$ o bé pel transistor: $I_{C,màx}$.
- Rendiment nominal: $\eta = \dfrac{P_o}{P_i} \Rightarrow \eta = \dfrac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} \simeq \dfrac{V_o}{V_i}$ ja que $I_o \simeq I_i$ $\quad \eta(\%) = \dfrac{V_o}{V_i} \cdot 100\ (\%)$
- Potència dissipada (pel regulador): $P_d = P_i - P_o = \{P_o = \eta P_i\} = (1-\eta)P_i$

$$P_d = V_i I_i - V_o I_o = \{I_o \simeq I_i\} = \underbrace{(v_i - v_o)}_{V_{CE}} \cdot \underbrace{I_i}_{i_C} \Rightarrow P_d = V_{CE} \cdot I_C \text{, potència dissipada pel transistor.}$$

Per limitacions de fabricació: $P_d < P_{d\,màx}$.

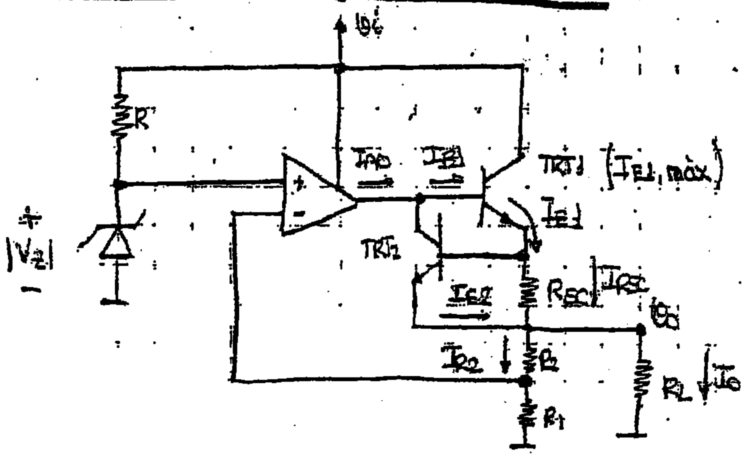
- Regulació de càrrega: $\dfrac{\Delta v_o}{\Delta i_L}$ o bé $\dfrac{\Delta v_o / v_o}{\Delta i_L} \cdot 100\ (\%)$
- Regulació de línia: $\dfrac{\Delta v_o}{\Delta v_i}$ o bé $\dfrac{\Delta v_o / v_o}{\Delta v_i} \cdot 100\ (\%)$ Això s'estudia amb el circuit incremental.

→ Proteccions del regulador: Per un correcte funcionament del regulador, el transistor bipolar ha de treballar a la zona de funcionament "segura" (Safe Operating Area, SOA). Aquest fet implica haver d'afegir circuits de protecció.



(ruptura del díode base-col·lector)

- Protecció de sobrecàrrega (del corrent màxim).



$I_o = \dfrac{v_o}{R_L}$

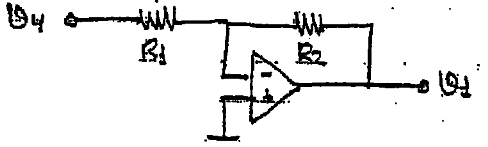
NOTE BOOK

$\omega_{osc} \longrightarrow \quad s = \pm j\,\omega_{osc} = \sqrt{-\omega_1\omega_2} \Rightarrow \omega_{osc} = \sqrt{\omega_1\omega_2} \Rightarrow \omega_{osc}^2 = \omega_1 \cdot \omega_2$

(e) Proposeu un circuit per implementar el bloc AMP.

Ha de multiplicar l'entrada per $G = \dfrac{-\omega_3(\omega_2+\omega_1)}{\omega_2\,\omega_1}$

Per tant, podríem utilitzar un amplificador inversor:



tal que $\dfrac{R_2}{R_1} = \dfrac{\omega_3(\omega_2+\omega_1)}{\omega_2\omega_1}$.

→ Magnituds dels reguladors:

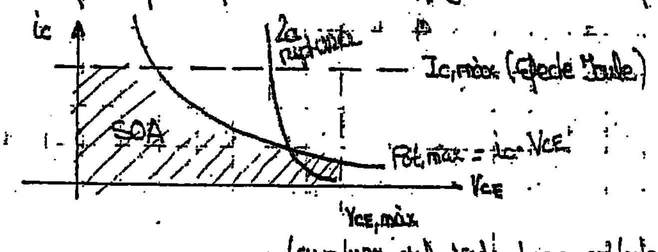
- Tolerància de la tensió d'entrada: Marge de tensió d'entrada que es pot regular.
- Tensió de sortida nominal: (V_o)
- Marge de variació del corrent de sortida (i_o): Capacitat que té el regulador de subministrar corrent. ($I_o \leq I_{max}$). I_{max} ve donat per la limitació de l'AO: $I_{AO,max}$ o bé pel transistor: $I_{C,max}$.
- Rendiment nominal: $\eta = \dfrac{P_o}{P_i} \Rightarrow \eta = \dfrac{V_o \cdot I_o}{V_i \cdot I_i} \simeq \dfrac{V_o}{V_i}$ ja que $I_o \simeq I_i$ $\quad \eta(\%) = \dfrac{V_o}{V_i} \cdot 100\ (\%)$
- Potència dissipada (pel regulador): $P_d = P_i - P_o = \{P_o = \eta P_i\} = (1-\eta)P_i$

$$P_d = V_i I_i - V_o I_o = \{I_o \simeq I_i\} = \underbrace{(v_i - v_o)}_{V_{CE}} \cdot \underbrace{I_i}_{i_C} \Rightarrow P_d = V_{CE} \cdot I_C \text{, potència dissipada pel transistor.}$$

Per limitacions de fabricació: $P_d < P_{d\,màx}$.

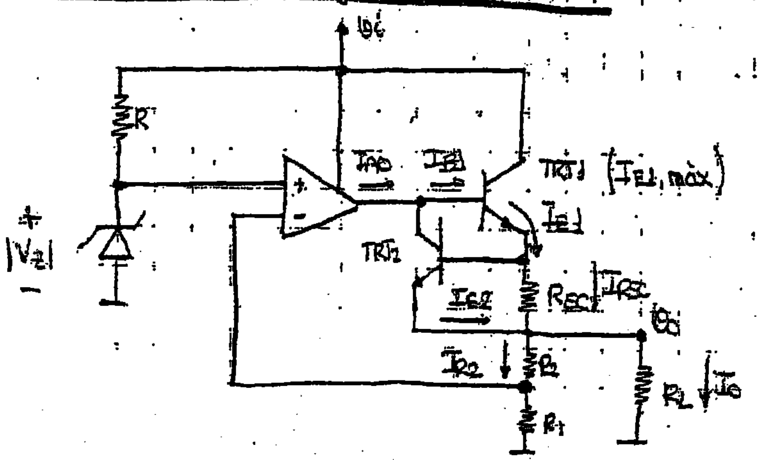
- Regulació de càrrega: $\dfrac{\Delta v_o}{\Delta i_L}$ o bé $\dfrac{\Delta v_o / v_o}{\Delta i_L} \cdot 100\ (\%)$
- Regulació de línia: $\dfrac{\Delta v_o}{\Delta v_i}$ o bé $\dfrac{\Delta v_o / v_o}{\Delta v_i} \cdot 100\ (\%)$ Això s'estudia amb el circuit incremental.

→ Proteccions del regulador: Per un correcte funcionament del regulador, el transistor bipolar ha de treballar a la zona de funcionament "segura" (Safe Operating Area, SOA). Aquest fet implica haver d'afegir circuits de protecció.



(ruptura del díode base-col·lector)

- Protecció de sobrecàrrega (del corrent màxim).



$I_o = \dfrac{V_o}{R_L}$

Hola