

ELECTRÓNICA ANALÓGICA  
EXAMEN 11-9-98  
TEST

NOMBRE:

RESOLUCION

F	Una tensión tiene forma de <b>onda triangular</b> con una componente continua de <b>-1 voltio</b> . El valor eficaz de la c.a. es de 1 voltio. Entonces el valor máximo positivo vale: <b>+0.293v</b>
<del>F</del>	Una tensión tiene forma de onda senoidal con una componente continua de <b>-1 voltio</b> . El valor eficaz de la C.A. es de 1 voltio. Entonces el valor instantáneo mas negativo vale: <b>-1.707 v.</b>
V	El valor medio absoluto de una función es lo mismo que el <b>valor medio del valor absoluto de la función</b>
F	El factor de cresta de una función periódica se define como el cociente entre el valor de pico y el valor medio absoluto.
F	El factor de cresta de una función periódica no influye en la exactitud de la medida del valor eficaz realizada por el polímetro digital.
F	Si un dispositivo amplificador lineal tiene dos entradas y una salida, que responde a la siguiente ecuación: $v_o = 101 v_a - 99 v_b$ , la ganancia en modo común vale la 1
F	Si un dispositivo amplificador lineal tiene dos entradas y una salida, que responde a la siguiente ecuación: $v_o = 101 v_a - 99 v_b$ , la ganancia en modo diferencial vale 200
V	Si un dispositivo amplificador lineal tiene dos entradas y una salida, que responde a la siguiente ecuación: $v_o = 101 v_a - 99 v_b$ , la razón de rechazo al modo común expresada en decibelios vale: <b>33.98 dB</b>
F	El valor medio de la función potencia en un biterminal nunca puede ser el producto del valor medio de la corriente por el valor medio de la tensión
F	La potencia media entregada por una fuente ideal de corriente constante, será nula si y solo si está cortocircuitada
F	En A.O. Las redes de realimentación deben estar implementadas exclusivamente por elementos pasivos.
F	La realimentación podrá ser positiva o negativa, dependiendo de la frecuencia de la señal aplicada.
F	En A.O. Ideales, el empleo de realimentación realizada exclusivamente con elementos resistivos puros, puede llegar a producir oscilaciones cuya frecuencia pueda ser controlada.
<del>F</del>	En un A.O. , con realimentación negativa, puede darse el caso de que en <u>ausencia de señal</u> , la tensión $V_+$ sea diferente de la tensión $V_-$
V	Si en un A.O. Está actuando la protección de sobrecorriente, los valores de $V_+$ y $V_-$ serán diferentes
F	En un A.O. Con realimentación negativa, y con una determinada señal aplicada, los valores de $V_+$ y $V_-$ deberán ser iguales en todo momento, salvo que el operacional esté estropeado.
F	La histéresis aparece en todos los circuitos comparadores
F	Un A.O. Con una frecuencia a ganancia unidad de 1 Mhz, y ganancia en lazo abierto de 10000, la anchura de banda en lazo abierto es de 10 Hz. <i>en c.c.</i>
F	Un A. O conectado como seguidor de tensión, tiene un slew- rate de 0,5 v/us. La alimentación $\pm 15v$ , y la tensión aplicada a la entrada es una senoidal de 10 voltios de pico y 5Khz de frecuencia, entonces la señal a la salida aparecerá distorsionada.
F	La tensión umbral de un diodo de silicio se define como aquella tensión a la que la corriente de circulación es el 10% de la que circula con una tensión ánodo cátodo de 0,7 voltios
V	La capacidad de transición en los diodos, aparece cuando están polarizados inversamente
F	La capacidad incremental de transición es nula cuando el diodo está polarizado con tensión nula.
F	La capacidad incremental de transición es mínima cuando el diodo está polarizado con tensión nula
V	Normalmente en un diodo, la capacidad de difusión es bastante mayor que la capacidad de transición
F	En un diodo, los tiempos de conmutación de OFF a ON suelen ser mayores que los tiempos de conmutación de ON a OFF.
V	Cuando un diodo está polarizado directamente, la carga almacenada es mayor cuanto mayor es la corriente directa.
V	Cuando un diodo está polarizado directamente, la carga almacenada es directamente proporcional a la corriente directa.
V	Durante el tiempo de almacenamiento la corriente de circulación a través de los terminales de un diodo real es negativa.
V	El tiempo de almacenamiento depende entre otras cosas de la corriente directa de circulación.
F	El tiempo de almacenamiento no depende prácticamente de la tensión inversa aplicada al diodo
V	El intervalo de transición es el tiempo que transcurre hasta que la capacidad de transición se ha cargado a la tensión negativa aplicada al diodo.

NOTA: PARA PODER SUPERAR EL TEST, ES NECESARIO CONTESTAR BIEN AL MENOS AL 60% Y NO CONTESTAR MAL MAS DEL 20% DE LAS PREGUNTAS

**ELECTRÓNICA ANALÓGICA**  
**EXAMEN 11-9-98**  
**TEST**

**NOMBRE:**

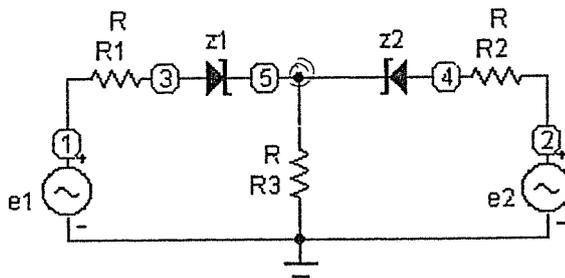
V	Un transistor bipolar polarizado en la región activa normal, puede también considerarse como una fuente de corriente gobernada por una tensión $I_c = f(V_{be})$
F	La anterior afirmación no es cierta ya que en la R.A.N. un transistor bipolar se modeliza como una fuente de corriente dependiente de corriente $I_c = \beta I_b$
F	En un transistor de Si NPN, trabajando en la R.A.N. pero con niveles de corriente muy bajos, sigue siendo perfectamente válido tomar la tensión base-emisor como 0,7 voltios.
F	En los transistores bipolares, dentro de los efectos de 2º orden, el efecto EARLY suele tener mayor importancia que las variaciones de temperatura.
F	En los transistores bipolares, las capacidades parásitas que aparecen tienen su origen fundamentalmente en el efecto transistor
F	Un transistor bipolar trabajando siempre en la R.A.N., funcionando como amplificador, disipa más potencia cuanto mayor sea la señal aplicada
F	Un transistor bipolar trabajando siempre en la R.A.N., funcionando como amplificador, disipa la misma potencia, sea cual sea la magnitud de la señal aplicada
F	En los transistores J-FET de canal N, la tensión puerta-surtidor debe ser siempre mayor o igual a cero si se desea que funcione el "efecto de campo"
F	En un transistor J-FET funcionando en la región activa, con tensión puerta-surtidor nula, la corriente de circulación a través del drenador depende bastante de la recta de carga estática.
V	En los transistores J-FET de canal N, el valor de $V_p$ es esencialmente negativo, y coincide con la tensión que hay que aplicar entre puerta y surtidor para que la corriente de drenador se haga nula
F	En un transistor J-FET de canal N con una tensión puerta-surtidor positiva, la corriente a través de la puerta seguirá siendo prácticamente nula.
F	En los transistores de efecto de campo de "UNIÓN", la corriente de drenador puede alcanzar valores superiores a $I_{DSS}$ , dependiendo del circuito externo
V	Los transistores MOSFET de enriquecimiento pueden llegar a funcionar en determinadas ocasiones como una resistencia gobernada por tensión
V	En los transistores MOSFET de enriquecimiento de canal N, con tensión puerta-surtidor nula, la corriente de drenador es nula.
F	Los modelos incrementales lineales empleados en los transistores bipolares son muy diferentes de los modelos incrementales lineales empleados en los transistores de efecto de campo.
F	Los parámetros de los modelos incrementales suelen ser prácticamente independientes de la temperatura del semiconductor.
F	Las cargas activas se emplean normalmente en circuitos integrados, con el fin de conseguir impedancias de salida bajas.
F	El par básico Darlington de transistores bipolares tiene una impedancia de entrada baja y una ganancia en corriente beta elevada
F	En las etapas diferenciales se suele emplear una fuente de corriente constante para aumentar la impedancia de entrada en modo diferencial.
F	El polímetro digital del laboratorio en la posición VDC elimina internamente la componente alterna de la señal
V	El polímetro digital del laboratorio en la posición VAC elimina internamente la componente continua de la señal
F	El polímetro digital del laboratorio, en la posición Vac realiza la medida del valor medio absoluto de la componente alterna de la señal aplicada, y a través de un cambio de escala deduce el valor eficaz de la c.a.
F	Con el polímetro digital del laboratorio podemos realizar medidas del valor eficaz de la componente alterna de señales de muy baja frecuencia (incluso menores de 5 Hz).
V	El polímetro digital en AC, mide sin apenas error el verdadero valor eficaz de la c.a. de una tensión cuya frecuencia esté comprendida entre 20 Hz y 20 KHz, siempre que el factor de cresta no supere ciertos límites.
F	La impedancia de entrada del polímetro digital del laboratorio es puramente resistiva de 50 ohmios.
F	La impedancia de entrada del polímetro digital es puramente resistiva de 10 Meg
F	La impedancia de entrada del osciloscopio empleado en el laboratorio es puramente resistiva de 1 Meg
F	La impedancia de salida del generador de funciones empleado en el laboratorio es puramente resistiva de 600 ohmios
F	La corriente eficaz de cortocircuito del generador de señales empleado en el laboratorio puede llegar a valer 500 ma.

**NOTA: PARA PODER SUPERAR EL TEST, ES NECESARIO CONTESTAR BIEN AL MENOS AL 60% Y NO CONTESTAR MAL MAS DEL 20% DE LAS PREGUNTAS**

**EXAMEN DE ELECTRÓNICA ANALÓGICA  
CONVOCATORIA 11-9-98**

**PROBLEMA 1.-**

Sea el circuito de la figura:



Las tensiones  $e_1(t)$  y  $e_2(t)$  son dos tensiones senoidales de frecuencia  $f$  de valor máximo  $E_M$ ,

$$e_1(\omega t) = E_M \text{sen}(\omega t)$$

desfasadas entre si 180 grados:

$$e_2(\omega t) = E_M \text{sen}(\omega t + \pi)$$

Las tres resistencias son de igual valor  $R$ .

Los dos diodos Zener tienen una característica corriente-tensión como la indicada en la figura, con tensión de ruptura inversa  $E_z$ , **menor que  $E_M$**

Se pide:

1º) Expresar analítica y gráficamente, definiendo los correspondientes tramos, la función tensión en el punto 5 a lo largo de un período completo de la función. ( 3 puntos )

2º) Expresar analítica y gráficamente la función corriente a través del diodo Z1, a lo largo de un período completo de la función. ( 3 puntos )

3º) Expresión literal del valor medio de la corriente a través de la resistencia R3. ( 1 punto )

4º) Expresión literal del valor eficaz de la corriente a través de la resistencia R3. ( 1 punto )

5º) Expresión literal del valor medio de la corriente a través del diodo Z1. ( 1 punto )

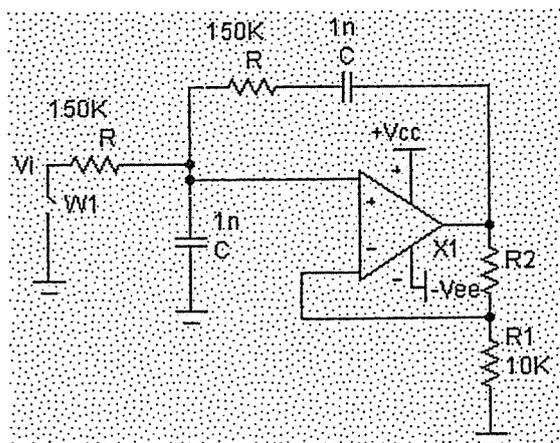
6º) Expresión literal de la potencia disipada por el diodo Zener Z1 ( 1 punto )

7º) Expresión de la potencia disipada por la resistencia R3 ( 1 punto )

**APLICACIÓN NUMÉRICA: ( 4 puntos )**

$$E_M = 20 \text{ v. } F = 50 \text{ Hz } E_z = 15 \text{ v. } R = 10 \text{ ohmios.}$$

**PROBLEMA 2.-** Sea el circuito de la figura:



1) Con el interruptor cerrado, encontrar la condición de argumento y de módulo, para que el circuito sea inestable, deduciendo el valor de R2 necesario (indicando si debe ser mayor o menor), así como la frecuencia de la oscilación.

Encontrar las expresiones literales, y luego particularizar para los valores numéricos. ( 5 puntos )

2) Con el interruptor abierto deducir si el sistema es estable incondicionalmente, o bien existe también una condición de argumento y módulo que lo hará inestable, deduciendo en su caso, cual debería ser el valor de R2, así como cual sería la frecuencia de la oscilación. ( 2 puntos )

3) Aplicando a la entrada el generador del laboratorio, encontrar la expresión de la función de transferencia  $v_o(j\omega)/V_i(j\omega)$ , para valores de R2 que hacen estable al sistema. ¿Afectará apreciablemente la impedancia de salida del generador al funcionamiento del circuito? ( 3 puntos )

**EXAMEN DE ELECTRÓNICA ANALÓGICA  
CONVOCATORIA 11-9-98**

**PROBLEMA 3.-**

El circuito de la figura es un astable. El diodo y amplificador se consideran ideales. Se pide:

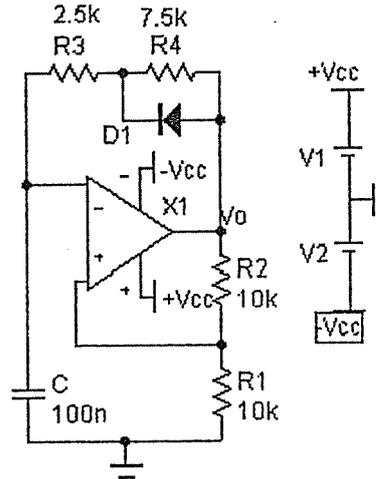
1º) Expresión analítica y gráfica de la tensión en bornas del condensador, una vez se haya establecido el régimen periódico. ( 4 puntos )

2º) Expresiones literales del tiempo en estado alto y tiempo en estado bajo de la salida ( 2 puntos )

3º) Frecuencia de la oscilación. ( 1 puntos )

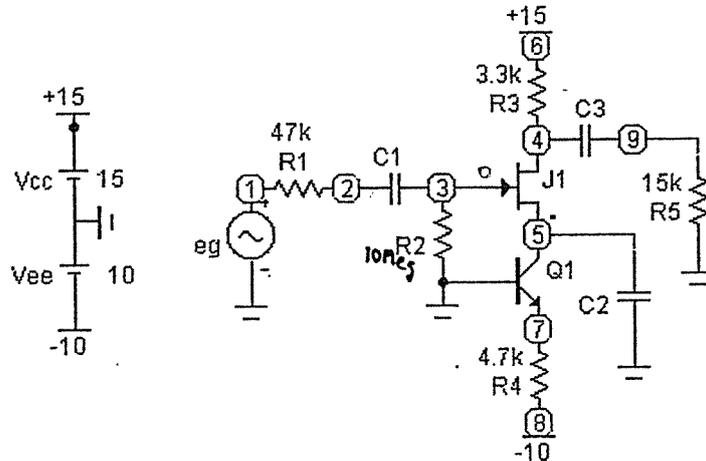
4º) Aplicación numérica: ( 3 puntos )

$R1=10k$  ;  $R2=10K$  ;  $R3=2.5K$  ;  $R4=7.5K$  ;  $C=100nF$  ; +/-  $V_{cc}= +/-12V$ .



**PROBLEMA 4.-**

Sea el circuito de la figura:



Características de Jfet de canal N:  $\beta = 1 \cdot 10^{-3} \text{ Amp/volt}^2$   $V_p = -3 \text{ v}$ .

Características del transistor bipolar: Silicio  $V_{BEQ} = 0,7 \text{ v}$ .  $H_{fe} = \beta_F = 200$  en la R.A.N.

Para ambos transistores se supone despreciable el efecto EARLY.

Se pide:

A) En ausencia de señal:

1º) Tensiones en continua en los puntos 3, 4, 5 y 7 ( 4 puntos )

2º) Puntos de operación de los dos transistores:  $I_{DQ}$ ,  $V_{GSQ}$ ,  $I_{CQ}$ ,  $V_{CEQ}$  ( 2 puntos )

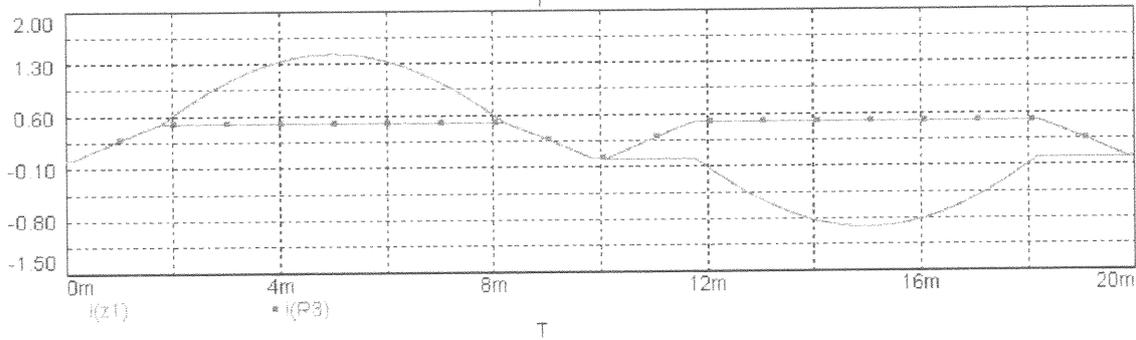
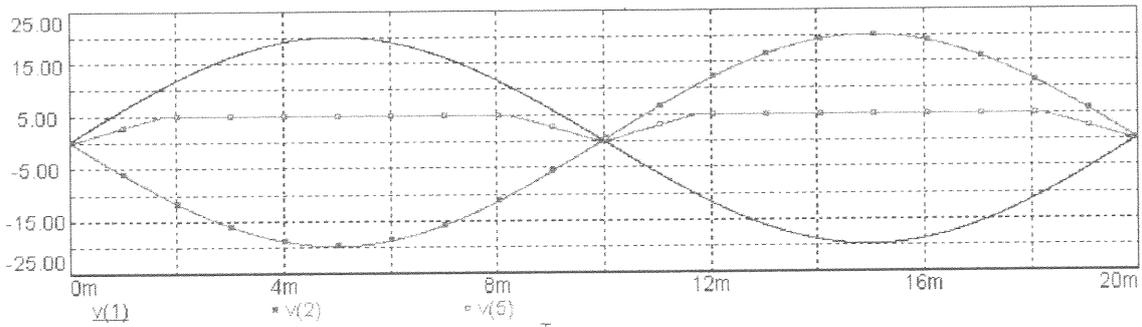
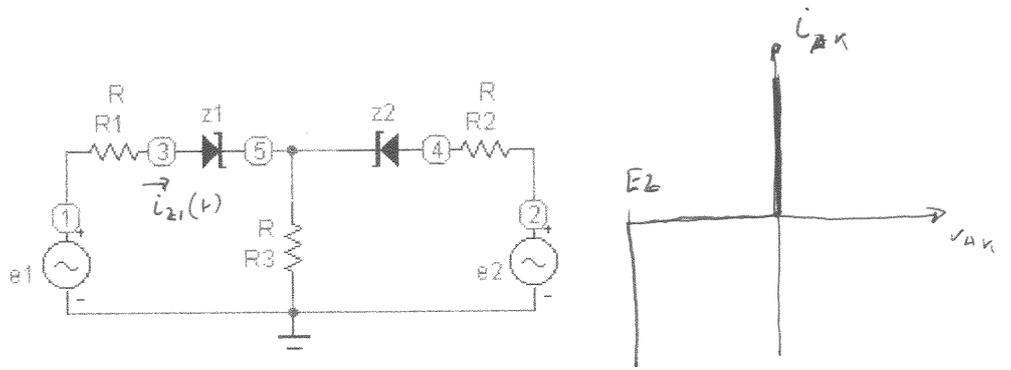
B) Aplicando también una señal senoidal eg de valor de pico 3 mv y suponiendo que las capacidades son cortocircuitos incrementales a las frecuencia de trabajo:

3º) Dibujar el circuito incremental equivalente, evaluando los parámetros. ( 3 puntos )

4º) Haciendo las simplificaciones que estime oportunas, evalúe cual será el valor de pico de la componente alterna en el nudo 9. ( 3 puntos )

5º) Evalúe las capacidades C1, C2, y C3, para que puedan considerarse ya cortocircuitos a frecuencias de 100 Hz. ( 3 puntos )

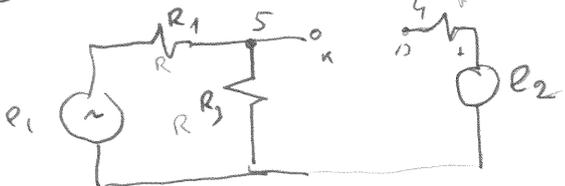
# RESOLUCIÓN EJERCICIO 1.



A)  $e_1 > 0$   
 Modos de funcionamiento:  
 $e_1 = E_m \sin \omega t$      $e_2 = E_m \sin(\omega t + \pi)$

Modo I.  $Z_1$  conducción directa  $Z_2$  c.a. (c.p.f.)

CIRCUITO EQUIVALENTE:



Valores máximos  $v_5 - v_4 < E_2$

$$v_5 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} e_1 = \frac{R}{2R} e_1 = 0.5 e_1$$

$$v_4 = e_2$$

$$v_5 - v_4 = 0.5 e_1 - e_2 = 0.5 e_1 - (e_1) = 1.5 e_1$$

$$v_5 - v_4 < E_2 \Rightarrow 1.5 e_1 < E_2 \Rightarrow \omega t < \frac{E_2}{1.5 E_m}$$

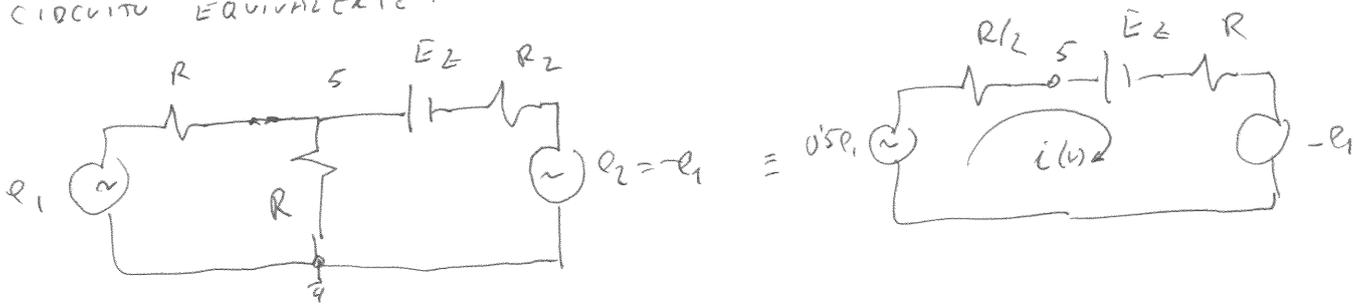
$$E_m \sin \omega t < \frac{E_2}{1.5} \Rightarrow \sin \omega t < \frac{E_2/E_m}{1.5} \Rightarrow \omega t < \arcsin \frac{E_2/E_m}{1.5}$$

Por tanto este modo de funcionamiento  $v_5(t) = 0.5 e_1$  para  $0 \leq \omega t \leq \omega t_1$

Modo D.  $Z_1$  conducción directa  $Z_2$  en conducción inversa.

(2)

CIRCUITO EQUIVALENTE:



$$i(t) = \frac{1.5e_1 - E_2}{1.5R}$$

$$V_S(t) = 0.5e_1 - R/2 \times \left( \frac{1.5e_1 - E_2}{1.5R} \right) = 0.5e_1 - 0.5e_1 + \frac{E_2}{3}$$

$$V_S(t) = E_2/3$$

$\alpha \leq \omega t \leq \pi - \alpha, \quad V_S(t) = \frac{E_2}{3}$

Por pura simetría:

$$\pi - \alpha \leq \omega t \leq \pi, \quad V_S(t) = 0.5e_1(t)$$

Y a partir de  $\omega t = \pi$  la función se vuelve a repetir  
 La tensión  $V_S(t)$  tiene un período angular  $\pi$

2.) Función corriente a través de  $Z_1$

$$i_{Z_1}(t) = \frac{V_1(t) - V_2(t)}{R}$$

$$V_1(t) = E_m \sin \omega t$$

$$V_2(t) = \begin{cases} 0 \leq \omega t \leq \alpha, & 0.5e_1 \\ \alpha \leq \omega t \leq \pi - \alpha, & \frac{E_2}{3} \\ \pi - \alpha \leq \omega t \leq \pi, & 0.5e_1 \\ \pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha, & e_1(t) \\ \pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\pi - \alpha, & -E_2 + \frac{E_2}{3} = -\frac{2}{3}E_2 \\ 2\pi - \alpha \leq \omega t \leq 2\pi, & e_1(t) \end{cases}$$

$V_3(t) \equiv V_{Z_2}(t)$  muestra en la conducción  $Z_2$

Por tanto:

$$i_{Z_1}(t) = \begin{cases} 0 \leq \omega t \leq \alpha, & \frac{0.5E_1}{R} = \frac{0.5E_m \sin \omega t}{R} \\ \alpha \leq \omega t \leq \pi - \alpha, & \frac{e_1 - E_2/3}{R} = \frac{E_m \sin \omega t - E_2/3}{R} \\ \pi - \alpha \leq \omega t \leq \pi, & \frac{0.5E_m \sin \omega t}{R} \\ \pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha, & 0 \\ \pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\pi - \alpha, & \frac{E_m \sin \omega t + 2/3 E_2}{R} \\ 2\pi - \alpha \leq \omega t \leq 2\pi, & \frac{E_m \sin \omega t}{R} \end{cases}$$

3º)  $i_{R3}(t) = \frac{V_5(t)}{R_3}$  es de la misma forma de onda que  $V_5(t)$

4º)  $I_{ef R3}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^n i_{R3}^2(t) dt$ . La expresión de  $i_{R3}(t)$  se obtiene fácilmente, pues  $V_5(t)$  ya está definida anteriormente, y el integral se resuelve por partes:

$$I_{ef R3}^2 = \frac{1}{R_3^2} \frac{1}{\pi} \left[ 2 \int_0^{\alpha_1} 0.5^2 E_m^2 \sin^2 u du + \int_{\alpha_1}^{n-\alpha_1} \left( \frac{E_2}{3} \right)^2 du \right]$$

6º) La potencia disipada por el ZCZCA es

$$\begin{aligned} \overline{P_{Z1}(t)} &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{Z1}(t) i_{Z1}(t) dt \\ &= \frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^n i_{Z1}(u) \cancel{v_{Z1}(u)} du + \int_{n+\alpha_1}^{2n-\alpha_1} \left( \frac{E_m \sin u + \frac{2}{3} E_2}{R} \right) E_2 du \right] \end{aligned}$$

$$\overline{P_{Z1}(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{n+\alpha_1}^{2n-\alpha_1} \left( \frac{E_m \sin u + \frac{2}{3} E_2}{R} \right) E_2 du$$

5º) VALOR MEDIO DE LA CORRIENTE A TRAVÉS DEL DIODO ZCZCA:

$$\overline{i_{Z1}(t)} = \frac{1}{2\pi} \left[ 2 \int_0^{\alpha_1} \frac{0.5 E_m \sin u du}{R} + \int_{\alpha_1}^{n-\alpha_1} \frac{E_m \sin u - \frac{E_2}{3}}{R} du + \int_{n+\alpha_1}^{2n-\alpha_1} \frac{E_m \sin u + \frac{2}{3} E_2}{R} du \right]$$

7º) POTENCIA DISIPADA POR R3

$$P_{R3} = \frac{V_{ef 5}^2}{R_3}$$

donde:  $V_{ef 5}^2 = \frac{1}{\pi} \left[ 2 \int_0^{\alpha_1} 0.5^2 E_m^2 \sin^2 u du + \int_{\alpha_1}^{n-\alpha_1} \left( \frac{E_2}{3} \right)^2 du \right]$

APLICACIÓN NUMÉRICA:

(4)

$E_M = 20V$        $F = 50Hz$        $E_2 = 15V$        $R = 10\Omega$

$\alpha_1 = \arctan \frac{15/20}{1.5} = 30^\circ$        $\alpha_1 = 30^\circ$

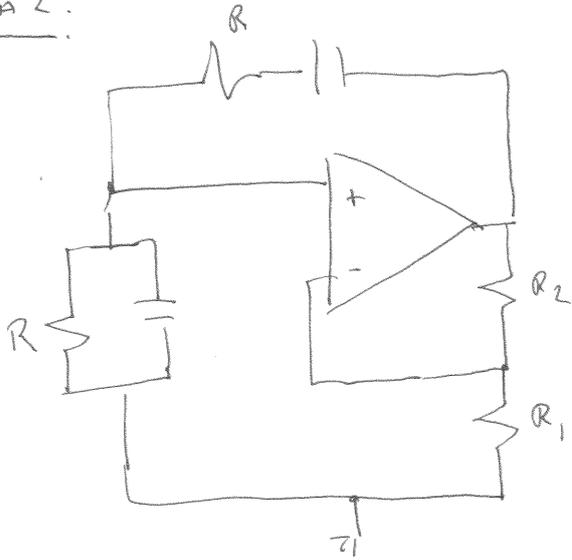
$$V_S(t) = \begin{cases} 0 \leq \omega t \leq 30^\circ & 10 \sin \omega t \\ 30^\circ \leq \omega t \leq 150^\circ & 5V \\ 150^\circ \leq \omega t \leq 180^\circ & 10 \sin \omega t \end{cases}$$

$$i_{Z_1}(t) = \begin{cases} 0 \leq \omega t \leq 30^\circ & 1 \sin \omega t \text{ (Amp)} \\ 30^\circ \leq \omega t \leq 150^\circ & (2 \sin \omega t - 0.5) \text{ Amp} \\ 150^\circ \leq \omega t \leq 180^\circ & 1 \sin \omega t \\ 180^\circ \leq \omega t \leq (180^\circ + 30^\circ) & 0 \\ 210^\circ \leq \omega t \leq 330^\circ & 2 \sin \omega t + 1 \quad (\text{valor esencialmente negativo}) \end{cases}$$

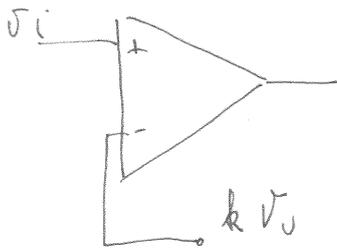
Los datos de los números se encuentran fácilmente aunque "tediosamente" aplicando correctamente las expresiones encontradas en el apartado anterior

En las gráficas se observan las formas de onda evaluadas con MCS5, donde se aprecian ~~que~~ ~~de~~ corriente mediante las formas de onda.

PROBLEMA 2.



El A.O. junto con la red de realimentación  $R_2-R_1$  constituye un Amplificador no inversor de ganancia A, e impedancia de entrada infinita.



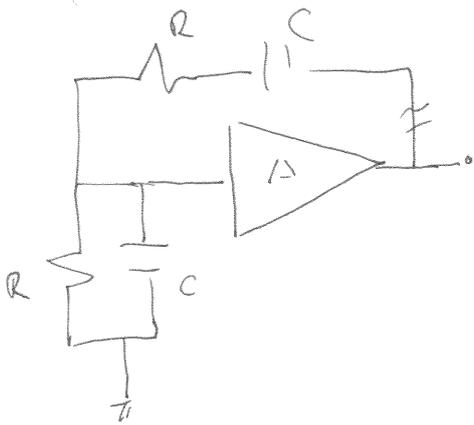
$$V^+ = V^- = k V_o = V_i \Rightarrow V_o = \frac{V_i}{k}$$

donde  $k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

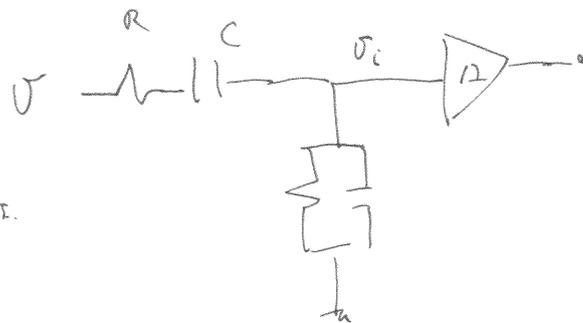
por tanto:  $V_o = \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) V_i = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_i$

$$\frac{V_o}{V_i} = A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

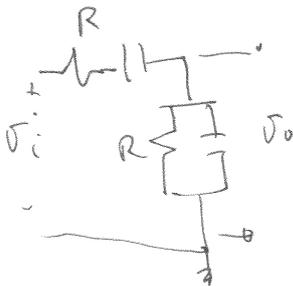
(tal como ya se estudió en teoría).



Para estudiar la estabilidad, tal como se vio en teoría y en prácticas, se abre el lazo.



ESTUDIAMOS ESTI FUNCION DE TRANSF.



$$V_o \left( G + C\omega + \frac{1}{R + \frac{1}{C\omega}} \right) - V_i = \frac{1}{R + \frac{1}{C\omega}} = 0$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{R + \frac{1}{C\omega}} \cdot \frac{1}{G + C\omega + \frac{1}{R + \frac{1}{C\omega}}} = \frac{1}{1 + (G + C\omega) \left( R + \frac{1}{C\omega} \right)}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{3 + (RC\omega - \frac{1}{RC\omega})j}$$

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + (RC\omega - \frac{1}{RC\omega})^2}}$$

$$\arg \frac{V_o}{V_i} = 0 - \arctan \frac{RC\omega - \frac{1}{RC\omega}}{3}$$

Condicioni de argumento:

$$\arg \left( \frac{V_o}{V_i} \cdot A \right) = 0 \Rightarrow \text{si } A \text{ es real} \Rightarrow$$

$$\arg \frac{V_o}{V_i} = 0 \Rightarrow \omega = \frac{1}{RC}$$

Condicioni de modul:

$$|A| \cdot \left| \frac{V_o}{V_i} \right|_{\text{para } \omega = \frac{1}{RC}} \geq 1$$

$$\Rightarrow \boxed{A \geq 3}$$

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{10k} \geq 3$$

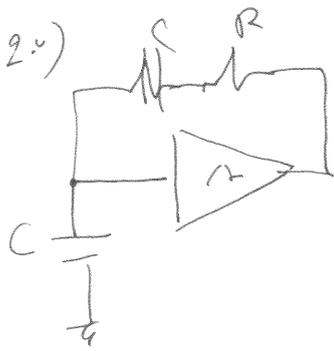
$$\frac{R_2}{10k} \geq 2$$

$R_2 \geq 20k \Rightarrow$  INSTABILIDAD (oscilaciones)

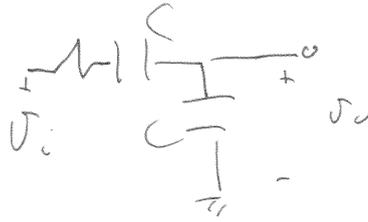
$$R_2 \geq 20k$$

a la frecuencia:  $\omega = \frac{1}{RC} = 2\pi f \Rightarrow$

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 150 \times 10^{-9} \times 10^{-5}} = \underline{\underline{1.061 \text{ Hz}}}$$



7°)



$$v_o \left( C\omega + \frac{1}{R + \frac{1}{C\omega}} \right) - \frac{1}{R + \frac{1}{C\omega}} v_i = 0$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{\frac{1}{R + \frac{1}{C\omega}}}{C\omega + \frac{1}{R + \frac{1}{C\omega}}} = \frac{1}{\left( R + \frac{1}{C\omega} \right) C\omega + 1}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{RC\omega + 2}$$

Condición de fase

$$\arg \frac{v_o}{v_i} = 0 - \arctan \frac{RC\omega}{2}$$

Únicamente para  $\omega = 0$  el desfase es  $0^\circ$ .

Condición de módulo

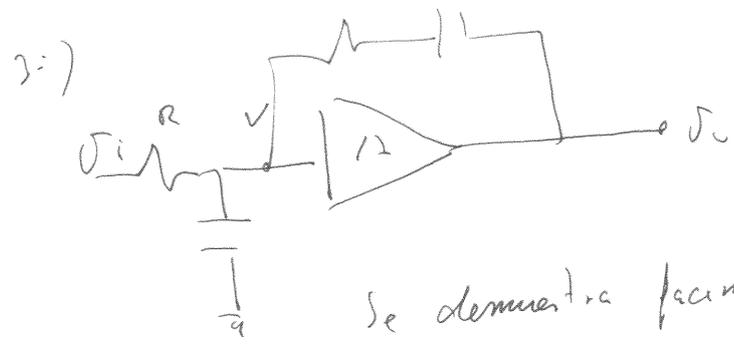
$$A \cdot \frac{1}{\sqrt{RC\omega + 4}} = \frac{A}{2}$$

Es decir, en ausencia de señal (continua), el sistema no tiene realimentación positiva o negativa, ( $\omega = 0$ ) si  $A > 2$ )  
o lo que es lo mismo si  $R_2 > 20k\Omega$

### OBSERVACIÓN IMPORTANTE:

En el montaje práctico, con la entrada al aire, es necesario colocar una resistencia de elevado valor para posibilitar la circulación de la corriente de polarización  $I_{BIAS}$

En caso contrario, la salida se irá a saturación, aún cuando la ganancia sea menor que 2



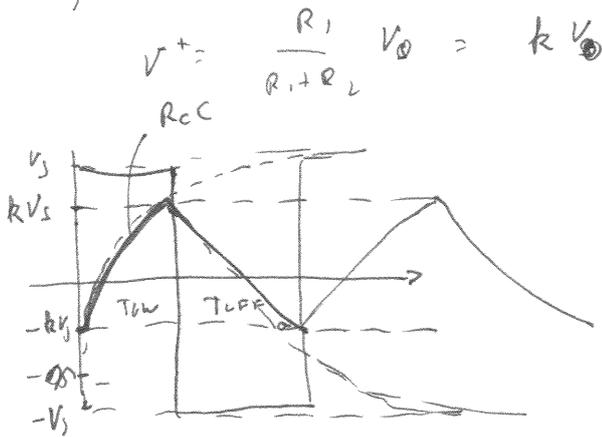
se demuestra facilmente que

$$\frac{V_o}{V_i} \left[ \frac{1}{R + \frac{1}{sC}} + G' + C_1 \right] = \frac{1}{R + \frac{1}{sC}} V_o = 0$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + RCs}{(RC)^2 s^2 + (2-12)RCs + 1}$$

$s \rightarrow \omega$  estable para  $A < 2 \Rightarrow R_2 < 20k$

12)



El inicio del intervalo  $T_{on}$  parte con  $V_c = -kV_s$

$$V_c(t) = K e^{-\frac{1}{R_{3C}} t} + V_s$$

para  $t=0 \Rightarrow V_c(0) = -kV_s$

$$-kV_s = K + V_s \Rightarrow K = -V_s(k+1)$$

$$V_c(t) = -(k+1)V_s e^{-\frac{1}{R_{3C}} t} + V_s$$

$t = T_{on} \quad V_c(t) = +kV_s$

$$kV_s = -(k+1)V_s e^{-\frac{1}{R_{3C}} T_{on}} + V_s$$

$$(k-1)V_s = -(k+1)V_s e^{-\frac{1}{R_{3C}} T_{on}}$$

$$\ln \frac{k+1}{k-1} = \ln e^{-\frac{1}{R_{3C}} T_{on}}$$

$$-\frac{1}{R_{3C}} T_{on} = \ln \frac{k-1}{k+1}$$

$$T_{on} = R_{3C} \ln \frac{k+1}{k-1}$$

Intervalo  $T_{off}$ :

$$V_c(t) = K e^{-\frac{1}{(R_3+R_4)C} t} - V_s$$

$t=0 \quad V_c(0) = +kV_s = K - V_s \Rightarrow K = (k+1)V_s$

$t = T_{off} \quad V_c(T_{off}) = -kV_s = (k+1)V_s e^{-\frac{1}{(R_3+R_4)C} T_{off}} - V_s$

$$(k-1)V_s = (k+1)V_s e^{-\frac{1}{(R_3+R_4)C} T_{off}}$$

$$\frac{1-k}{1+k} = e^{-\frac{1}{(R_2+R_4)C} T_{OFF}}$$

10

$$\ln \frac{1-k}{1+k} = -\frac{1}{(R_2+R_4)C} T_{OFF} \Rightarrow T_{OFF} = (R_2+R_4) C \ln \frac{1+k}{1-k}$$

$$T_{ON} + T_{OFF} = (R_3 + R_2 + R_4) C \ln \frac{1+k}{1-k} =$$

$$(2R_2 + R_4) C \ln \frac{1+k}{1-k} = T = \frac{1}{f}$$

PRZYKŁAD NUMERYCZNY:

$$T_{ON} = R_3 C \ln \frac{k+1}{1-k}$$

$$R_2 = 2.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 7.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C = 100 \text{ nF}$$

$$k = \frac{R_1}{R_1+R_2} = 0.5$$

$$T_{ON} = 2.5 \text{ k}\Omega \cdot 100 \cdot 10^{-9} \ln \frac{0.5+1}{1-0.5} = 0.274 \text{ ms}$$

$$T_{OFF} = (2.5 + 7.5) \text{ k}\Omega \cdot 100 \cdot 10^{-9} \ln 3 = 1.1 \text{ ms}$$

$$T_{ON} + T_{OFF} = 1.374 \text{ ms} \Rightarrow f = \frac{1}{T} = 728 \text{ Hz}$$

PROBLEMA 4.

1.º) En muestra de serie

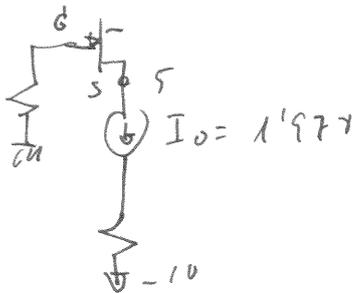
El transistor  $Q_1$  es una fuente de corriente de

$V_{DS} = 8.40$

$$I_{DQ1} = \frac{-0.7 - (-10)}{R_4} = \frac{10 - 0.7}{4.7k} = 1.977 \text{ mA}$$

Suponiendo en la R. ACIÓ

$$I_{DS} = \beta [V_{GS} - V_P]^2$$



$$1.977 \times 10^{-3} = 1 \times 10^{-3} [V_{GS} + 3]^2$$

$$1.406 = V_{GS} + 3$$

$$V_{GS} = 1.406 - 3 = -1.5936$$

$$-1.5936 = V_G - V_S \Rightarrow 0 - V_S$$

$$V_S = 1.5936 \text{ V} = (V_5)$$

$$V_3 = 0, \quad V_4 = 15 - 1.977 \times 4.7k = 8.4726 \text{ V.}$$

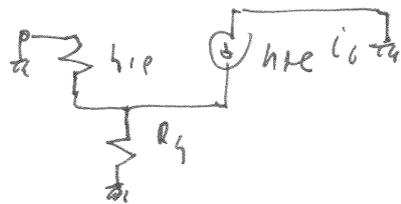
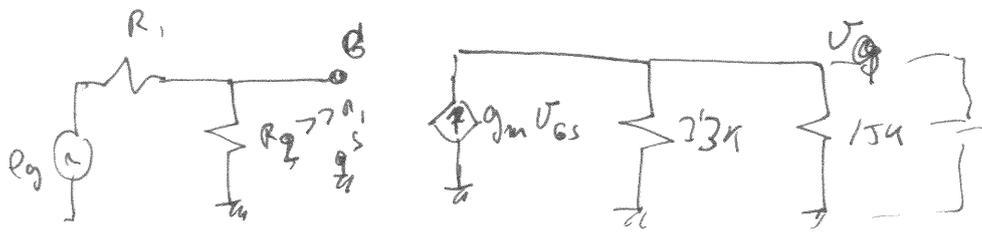
$$V_5 = 1.5936 \quad V_7 = -0.7 \text{ V.}$$

$$V_{CEQ} = V_5 - V_7 = 1.5936 - (-0.7) = \underline{\underline{2.29 \text{ V.}}}$$

$$I_{CQ} = 1.977 \text{ mA}$$

$$I_{DS} = 1.977$$

$$V_{DS} = V_4 - V_5 = 8.4726 - 1.5936 = \underline{\underline{6.88 \text{ V}}}$$



$$I_{DS} = \beta [V_{GS} - V_P]^2$$

$$\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = 2\beta [V_{GS} - V_P] = g_m = 2 \times 10^{-3} \times [-1.5936 + 2] = 2.813 \times 10^{-3} \text{ Amp/V}$$

$$V_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} e_g =$$

$$V_g = -g_m V_{GS} \times (23k || 15k) = -2.813 \times 10^{-3} \times 3 \times 10^3 = -22.8 \text{ mV}$$

$$V_{picos} = 22.8 \text{ mV}$$

EVALUACION DE LAS CAPACITANCIAS  
SUPERICIALES

$$f_c = \frac{1}{90} \text{ frecuencia}$$

C1:  $R_2 \gg R_1 \Rightarrow \frac{1}{R_1 C_1} \approx \omega_c = 2\pi \times 100$

$$C_1 = \frac{1}{47k + 2.7k} \approx \underline{\underline{0.34 \mu F}}$$

C2:  $\frac{1}{(23k || 15k) C_2} = 2\pi \times 100 \Rightarrow$

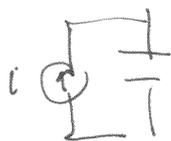
$$C_2 = \underline{\underline{5.88 \mu F}}$$

C2:

$$V_S \ll V_g$$

$$V_g = 22.8 \text{ mV}$$

$$V_S \approx \underline{\underline{1 \text{ mV}}}$$



$$V_c(\omega) = I(\omega) \times \frac{1}{\omega C_2}$$

$$|V_c| = \frac{|I(\omega)|}{|\omega C_2|} = \frac{8.43 \mu A}{(2\pi \times 100)^2} < 1 \text{ mV}$$

$$I(\omega) = g_m V_{GS} =$$

$$C_2 > \frac{10^{-6}}{2.813 \times 10^{-3} \times 100} = 146 \mu F$$

$$C_2 > \frac{8.43 \times 10^{-6}}{2\pi \times 100^2 \times 10^{-6}} = 146 \mu F$$