



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI

Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i Automàtica

Anàlisi, planificació i remodelació de les pràctiques de laboratori de l'assignatura Electrònica Analògica

TITULACIÓ: Grau d'Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica.

AUTOR: Albert Tello Bertomeu.
DIRECTOR: Alfonso José Romero Nevado.

DATA: Setembre / 2015.

*Gràcies a l'Alfonso Romero,
Pare, Mare i germà,
als companys de classe
i als tècnics de laboratori de l'ETSE.*

INDEX

Introducció	6
Context	7
Introducció del nou volum de pràctiques de laboratori	9
Anàlisi del nou volum de pràctiques	13
Anàlisi de la pràctica “Limitacions dels amplificadors operacionals”	14
Anàlisi de la pràctica “Oscil·lador de desplaçament de fase”	16
Anàlisi de la pràctica “Font de corrent controlada per tensió”	19
Anàlisi de la pràctica “Regulador sèrie de tensió”	23
Anàlisi de la pràctica “Filtre - Oscil·lador”	26
Anàlisi de la pràctica “Rectificador + Filtre”	29
Planificació temporal de l’assignatura	33
Referències	35
Annexes	36
Annex 1: Pràctica “Limitacions dels amplificadors operacionals”	37
ENUNCIAT: LIMITACIONS DELS AMPLIFICADORS OPERACIONALS	38
RESOLUCIÓ: LIMITACIONS DELS AMPLIFICADORS OPERACIONALS	49
Annex 2: Pràctica “Oscil·lador de desplaçament de fase”	68
ENUNCIAT: OSCIL·LADOR DE DESPLAÇAMENT DE FASE	69
RESOLUCIÓ: OSCIL·LADOR DE DESPLAÇAMENT DE FASE	74
Annex 3: Pràctica “Font de corrent controlada per tensió 1: Font Howland”	89
ENUNCIAT: FONT DE CORRENT CONTROLADA PER TENSIÓ 1: Font Howland	90
RESOLUCIÓ: FONT DE CORRENT CONTROLADA PER TENSIÓ 1: Font Howland	94
Annex 4: Pràctica “Font de corrent controlada per tensió 2”	103
ENUNCIAT: FONT DE CORRENT CONTROLADA PER TENSIÓ 2	104
RESOLUCIÓ: FONT DE CORRENT CONTROLADA PER TENSIÓ 2	108
Annex 5: Pràctica “Regulador sèrie de tensió”	118
ENUNCIAT: REGULADOR SERIE DE TENSIÓ	119
RESOLUCIÓ: REGULADOR SERIE DE TENSIÓ	126
Annex 6: Pràctica “Filtre – Oscil·lador”	144
ENUNCIAT: FILTRE – OSCIL·LADOR	145
RESOLUCIÓ: FILTRE – OSCIL·LADOR	152
Annex 7: Pràctica “Rectificador + Filtres”	165
ENUNCIAT: RECTIFICADOR + FILTRES	166
RESOLUCIÓ: RECTIFICADOR + FILTRES	176

Annex 8: Antic volum de pràctiques de laboratori.....	192
Pràctica 1: “Avantatges de la realimentació negativa”	193
Pràctica 2: “Oscil·lador de desplaçament de fase”	199
Pràctica 3: “Limitacions dels amplificadors operacionals”	205
Pràctica 4: “Regulador sèrie de tensió”	209
Pràctica 5: “Filtres amb amplificadors operacionals”	216

Introducció

El present projecte neix de l'interès personal en la docència i en la intenció d'exercir la professió de professor en un futur. El Grau d'Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica ofereix els coneixements necessaris que permeten dirigir projectes d'enginyeria als àmbits de l'electrònica industrial i automàtica, així tenint la capacitat de desenvolupar sistemes electrònics digitals, analògics i de potència com la modelització i simulació de sistemes, implementació de tècniques de control i aplicacions de sistemes robotitzats juntament amb l'automatització i la informàtica industrial.

Degut a que l'assignatura de fonaments d'electrònica i d'electrònica analògica fou, durant els quatre anys de grau, les assignatures que s'estudiaven amb més interès i motivació per part meua va propiciar la decisió de realitzar el projecte de fi de grau en aquest camp de l'electrònica.

La idea de realitzar aquest projecte prové del projecte proposat "Pràctiques de VHDL amb FPGAs de XILINX" del Dr. CAÑELLAS ALBERICH, NICOLAU, que va motivar a la realització d'un projecte semblant en l'àmbit de l'electrònica analògica.

El projecte "Anàlisi, planificació i remodelació de les pràctiques de laboratori de l'assignatura Electrònica Analògica" de suport a la docència aconsegueix la millora de la qualitat de les pràctiques de laboratori de l'assignatura d'Electrònica Analògica i la planificació temporal de la teoria juntament amb les pràctiques, per tal que aquestes es puguin dur a terme durant les setmanes lectives del primer quadrimestre.

A partir de les pràctiques de laboratori existents es crea un nou conjunt de pràctiques de laboratori que completaran la part pràctica de l'assignatura i s'analitza el temari exposat a les classes de teoria i problemes per tal de demostrar la coherència entre la part teòrica i la part pràctica, garantint la possibilitat de realització de les pràctiques de laboratori a les setmanes establertes. Mitjançant un exhaust anàlisis dels resultats d'aprenentatge de la guia docent de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria es dissenyen les pràctiques per tal d'assolir les competències específiques i transversals de l'assignatura.

Tot el treball realitzat és supervisat pel coordinador de l'assignatura Dr. ROMERO NEVADO, ALFONSO JOSÉ i aprovat pel Dr. RAMÍREZ FALO, JOSÉ LUIS, encarregat d'impartir els laboratoris del curs 2014-15.

Context

L'Assignatura "Electrònica Analògica" amb codi 17204109 forma part de les assignatures obligatòries del Grau d'Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica cursada durant el primer quadrimestre del tercer curs. Té un total de sis crèdits ECTS i és coordinada pel Dr. ROMERO NEVADO, ALFONSO JOSÉ i impartida pel Dr. ROMERO NEVADO, ALFONSO JOSÉ i Dr. RAMÍREZ FALO, JOSÉ LUIS.

L'Assignatura "Electrònica Analògica" revisa una sèrie d'eines per a l'anàlisi i el disseny de circuits realimentats que seran necessàries més endavant per abordar conceptes de control automàtic. Addicionalment s'estudia la realització de funcions electròniques mitjançant la interconnexió d'amplificadors operacionals.

Els continguts de l'assignatura són els següents:

- Circuits realimentats
 - Diagrama de blocs de circuits realimentats.
 - Criteris d'estabilitat en circuits realimentats.
 - Compensació freqüencial de circuits realimentats.
 - Efectes d'interconnexió de circuits realimentats.
- Aplicacions lineals dels amplificadors operacionals
 - Conversió tensió-corrent.
 - Conversió tensió-corrent: Aplicació a la conversió D/A.
 - Reguladors lineals de tensió.
- Filtres actius
 - Anàlisi i disseny de filtres actius de tipus Sallen-Key i IGMF.
- Aplicacions no lineals dels amplificadors operacionals
 - Comparadors.
 - Rectificadors de precisió.
 - Limitadors.
 - Circuits per la multiplicació i divisió analògiques.

Un cop finalitzada l'assignatura, les competències assolides per l'alumne són les següents:

- Competències específiques:
 - Coneixement dels fonaments i les aplicacions de l'electrònica analògica.
 - Comprèn el funcionament dels convertidors digital/analògics.

- Comprèn el funcionament dels reguladors lineals.
- Coneix el funcionament dels amplificadors operacionals reals, els seus models i les limitacions dels mateixos.
- Coneix amplificadors operacionals especialitzats.
- Coneix aplicacions no lineals dels amplificadors operacionals.
- Capacitat per dissenyar sistemes electrònics analògics, digitals i de potència.
 - Implementa funcions matemàtiques mitjançant la interconnexió de circuits integrats analògics.
 - Dissenya filtres actius de segon ordre.
 - Dissenya circuits electrònics segons especificacions.
 - Aplica els coneixements d'anàlisi i disseny per a la resolució d'errades en sistemes electrònics.
- Competències Transversals
 - Coneixement en matèries bàsiques i tecnològiques, que els capaciti per a l'aprenentatge de nous mètodes i teories, i els doti de versatilitat per adaptar-se a noves situacions.
 - Coneix els principis bàsics dels sistemes realimentats.
 - Aplica criteris d'estabilitat a sistemes realimentats: Routh, LGR, marge de guany, marge de fase.
 - Detecta i identifica errades de funcionament en sistemes electrònics.

Únicament es recomana haver cursat prèviament l'assignatura de Teoria de Circuits I amb codi 17204105 i l'assignatura Teoria de Circuits II amb codi 17204106, no obstant, és important haver cursat prèviament l'assignatura Fonaments d'Electrònica amb codi 17204107 per tal d'assolir la competència RI5 de la guia docent:

Competència RI5: Coneixements dels fonaments de l'electrònica.

- Entén el funcionament de díodes i transistors.
- Coneix les limitacions dels dispositius reals.
- Coneix les tècniques bàsiques en un laboratori d'electrònica.
- Analitza circuits bàsics amb transistors i díodes.

Introducció del nou volum de pràctiques de laboratori

El nou conjunt de pràctiques que tindrà l'assignatura d'Electrònica Analògica es realitza tenint en compte els resultats d'aprenentatge de la guia docent de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria.

Degut a la impossibilitat de completar les pràctiques segons la planificació de les sessions de laboratori per part dels alumnes durant els cursos anteriors s'ha realitzat un anàlisi amb col·laboració del Dr. ROMERO NEVADO, ALFONSO JOSÉ i del Dr. RAMÍREZ FALO, JOSÉ LUIS dels factors que produïen un mal desenvolupament de la part pràctica de l'assignatura.

Tot i que s'havia aconseguit una planificació de la part teòrica de l'assignatura que permetia a l'alumne iniciar la sessió de laboratori havent rebut la formació teòrica necessària pel correcte desenvolupament d'aquesta, el resultat final no fou l'esperat i les pràctiques no es resolien segons estava planejat.

El conjunt de mancances de l'alumne foren:

- Incapacitat de resoldre l'estudi previ pel seu compte

Els alumnes assisteixen a la sessió de laboratori amb l'estudi previ resolt correctament però, degut a que les pràctiques tenen anys d'antiguitat, el plagi de l'estudi previ és molt elevat.

- No comprendre el que s'està fent a la sessió de laboratori.

Els alumnes assisteixen a la sessió de laboratori sense entendre la relació entre la teoria i la sessió de laboratori, i l'alumne únicament es dedica a muntar el circuit de l'enunciat de la pràctica i verificar que el resultat és semblant a l'obtingut a l'estudi previ.

- Desconeixença del contingut de la pràctica.

Els alumnes assisteixen a la sessió de laboratori sense haver llegit l'enunciat de la pràctica i no comprenen el que s'està fent.

- Incapacitat de muntar sistemes a la protoboard amb facilitat i poc domini dels aparells de laboratori.

L'alumne comet molts errors a l'hora de muntar el circuit a la protoboard i no té la capacitat de resoldre els problemes que li apareixen durant la sessió de laboratori. Únicament es dedica a muntar el circuit de l'enunciat de la pràctica a la protoboard i mitjançant els ajustaments automàtics dels aparells de laboratori intenta aconseguir una resposta que resolgui l'apartat de la pràctica corresponent.

Aquest conjunt de problemes que es troba l'alumne a les sessions de laboratori i que han estat detectats pels professors durant el transcurs de l'assignatura durant els anys anteriors s'intenten corregir de la següent forma:

- Es realitza un nou apartat a l'enunciat de la pràctica anomenat "Introducció teòrica de la pràctica" on es fa una explicació teòrica específica de la pràctica per complementar el contingut prèviament exposat a les sessions de teoria. Aquest apartat explica quin és el fonament teòric en que es basa la pràctica i anomena el que es treballarà a l'estudi previ i a la part experimental d'aquesta.
- Es confeccionen dos annexes per donar suport a diferents pràctiques de laboratori. Un d'ells és l'annex "Limitacions dels amplificadors operacionals" que explica amb detall que és el que es mesurarà a la pràctica "Limitacions dels amplificadors operacionals" i l'altre és l'annex "Utilització de l'eina AC Sweep a l'entorn de simulació psim" que explica el funcionament d'aquesta eina per tal de poder resoldre l'estudi previ de les pràctiques "Oscil·lador de desplaçament de fase", "Filtre + Oscil·lador" i "Rectificador + Filtre".
- Per evitar la manca de temps per resoldre les pràctiques es proposa que l'alumne porti el circuit muntat a la protoboard abans d'iniciar la sessió de laboratori. S'ha mesurat la relació entre el temps que es dedica al muntatge del circuit a la protoboard i el temps que es tarda a resoldre l'apartat corresponent i l'alumne dedica un 60% del temps únicament al muntatge del circuit i la connexió d'aquest als aparells del laboratori. Si l'alumne comet errors a l'hora de muntar el circuit i necessita ajuda del professor, com que els grups de laboratoris tenen sis grups de dos alumnes i el professor dedica una mitja de cinc minuts per grup per corregir l'error, el temps necessari per muntar el circuit i realitzar mesures correctament pot ser superior al 70% del temps que disposa l'alumne per la realització de la pràctica, fet que provoca que l'alumne no sigui capaç de superar la pràctica a la seva totalitat.

- Per evitar la còpia de l'estudi previ es proposa que l'alumne entregui via moodle l'estudi previ per tal que el professor els pugui revisar amb antelació a la sessió de laboratori i permeti detectar possibles còpies.

Un cop detectats els errors i la possible correcció d'aquests es procedeix a la realització del nou volum de pràctiques. Aquest nou volum de pràctiques es realitza analitzant els continguts de l'assignatura de la guia docent i estudiant les pràctiques de laboratori existents.

Les pràctiques de laboratori utilitzades fins al curs 2014-2015 són les següents:

1. Avantatges de la Realimentació Negativa.
2. Oscil·lador de desplaçament de fase.
3. Limitacions dels Amplificadors Operacionals.
4. Regulador Sèrie de Tensió.
5. Filtres amb Amplificadors Operacionals.

Per minimitzar el desconeixement de l'alumne a l'hora de desenvolupar les pràctiques de laboratori es decideix eliminar la pràctica "Avantatges de la Realimentació Negativa" i realitzar la pràctica "Limitacions dels Amplificadors Operacionals" en primer lloc.

Degut a que l'any anterior la pràctica "Oscil·lador de desplaçament de fase" va donar molts problemes, aquesta es resol i es comprova que no requereix cap tipus de modificació i es pot completar sense cap problema seguint la planificació de l'assignatura, juntament amb la proposta de correcció d'errors exposada anteriorment.

Es reescriu la pràctica "Regulador Sèrie de Tensió" i es realitza una placa de circuit imprès per facilitar la finalització de la pràctica als alumnes pels últims apartats d'aquesta. A causa de la seva extensió es reserven dues sessions de laboratori per completar tots els apartats.

Degut a que amb aquestes pràctiques manca el treball del tema "Aplicacions no lineals dels amplificadors operacionals" de la guia docent es treballa per l'elaboració d'una pràctica on s'utilitza un circuit rectificador combinat amb un filtre.

Com que únicament es treballa amb reguladors lineals de tensió al tema "Aplicacions lineals dels amplificadors operacionals" s'introdueixen dues noves pràctiques de fonts de corrents per complementar aquest tema.

S'elimina la pràctica existent de filtres degut a que es dedicaven hores de laboratori a simulació mitjançant l'eina PSIM i es treballen els filtres en dues pràctiques diferents.

S'utilitzen filtres a la pràctica on s'utilitza un circuit rectificador combinat amb un filtre i s'elabora una nova pràctica on es munta un circuit amb amplificadors operacionals que pot treballar com a filtre i com a oscil·lador.

Finalment, el nou conjunt de pràctiques serà format per:

1. Limitacions dels amplificadors operacionals.
2. Oscil·lador de desplaçament de fase.
3. Font de corrent controlada per tensió 1: Howland.
4. Font de corrent controlada per tensió 2.
5. Regulador sèrie de tensió.
6. Filtre - Oscil·lador.
7. Rectificador + Filtre.

Únicament es disposen sessions de laboratori per la realització de cinc pràctiques de laboratori. Segons el nou conjunt de pràctiques es realitzarà únicament una pràctica de Fonts de corrent controlada per tensió i la última pràctica serà o la pràctica “Filtre + Oscil·lador” o la pràctica “Rectificador + Filtre”.

Anàlisi del nou volum de pràctiques

En aquest apartat es realitza un anàlisi exhaustiu del nou volum de pràctiques de laboratori que formarà part de l'assignatura d'Electrònica Analògica del Grau d'Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica.

En primer lloc es realitza una explicació del contingut de la pràctica i la relació entre aquesta i la teoria de l'assignatura, basant-se en la guia docent de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria. Es demostra la coherència entre la el contingut teòric previ a la realització de la sessió de laboratori exposat a les sessions de teoria i es corrobora que es compleixen els resultats d'aprenentatge de l'assignatura després de la realització de la pràctica, i que aquesta compleix amb la planificació temporal de la guia docent.

Les sessions de laboratori dediquen un total de 35 hores dividides entre 14 hores a classe i 21 hores fora de classe.

Les hores a classe son hores que es dediquen únicament al treball al laboratori i les hores fora de classe inclouen les hores necessàries per la lectura de l'enunciat de la pràctica, resolució de l'estudi previ, muntatge del circuit a la protoboard i consultes al professor abans d'iniciar la sessió de laboratori.

La repartició horària de les sessions de laboratori són les següents:

Pràctica de laboratori	Hores a classe	Hores fora de classe
Limitacions dels amplificadors operacionals	2	2
Oscil·lador de desplaçament de fase	2	5
Font de corrent controlada per tensió	2	2,5
Regulador sèrie de Tensió	4	6
Filtre + Oscil·lador / Rectificador + Filtre	2	2,75
Sessió de Recuperació	2	2,75
TOTAL	14	21

Anàlisi de la pràctica “Limitacions dels amplificadors operacionals”

Degut a que l'assignatura d'Electrònica Analògica basa les seves aplicacions amb aplicacions lineals i no lineals dels amplificadors operacionals es considera que la primera pràctica sigui aquesta, on l'alumne compren quines son les limitacions dels amplificadors operacionals, entén el full de característiques dels amplificadors operacionals que serà necessari per a les futures practiques i és capaç de comprovar experimentalment les limitacions dels amplificadors operacionals i comparar els resultats obtinguts amb els teòrics.

Aquesta pràctica forma part del tema “Circuits Realimentats” de la guia docent i basa el seu contingut als subtemes “Diagrama de blocs de circuits realimentats” i “Criteris d'estabilitat en circuits realimentats”

La teoria prèvia a la sessió de laboratori exposada a les sessions de teoria és la següent:

- Concepte físic dels circuits realimentats i tipus de realimentació.

S'estudien circuits seguidors de tensió com el de la Figura 1 i diversos circuits amb utilització d'amplificadors operacionals com el de la Figura 2. També es donen a conèixer diagrames de blocs de circuits realimentats.

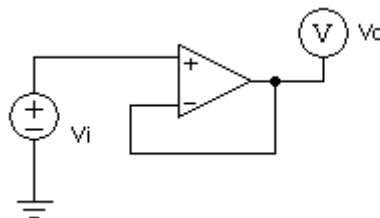


Figura 1: Circuit seguidor de tensió

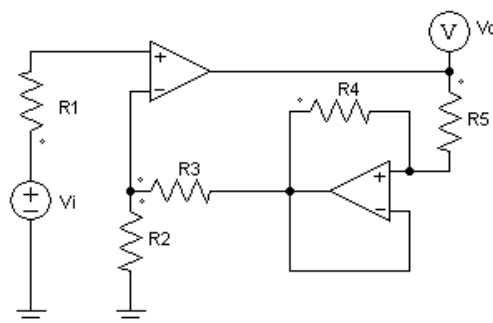


Figura 2: Filtre passa-banda amb amplificadors operacionals

- Avantatges de la realimentació negativa

S'expliquen les següents avantatges de la realimentació negativa:

- Reducció de la sensibilitat de l'amplificador realimentat enfront a la variació de paràmetres
- Millora de la resposta freqüencial
- Reducció de distorsió i soroll
- Control de les impedàncies
- Implementació de funcions de transferència noves.

La pràctica "Limitacions dels amplificadors operacionals" ha sofert modificacions enfront a la pràctica utilitzada els anys anteriors:

- S'elimina l'amplificador operacional TLC2272 degut a que els apartats a resoldre eren redundants i no aportaven valor a la pràctica.
- S'afegeixen noves limitacions dels amplificadors operacionals als amplificadors operacionals uA741 i OPA350 com el Rise Time (T_r) i Output Voltage Swing vs Output Current.

Amb el contingut exposat a la sessió de teoria i la resolució d'aquesta pràctica es pretén que l'alumne assoleixi els següents resultats d'aprenentatge de les següents competències:

Competència EI2: Coneixement dels fonaments i les aplicacions de l'electrònica analògica:

- Coneix el funcionament dels amplificadors operacionals reals, els seus models i les limitacions dels mateixos

Competència EI6: Capacitat per dissenyar sistemes electrònics analògics, digitals i de potència:

- Implementa funcions matemàtiques mitjançant la interconnexió de circuits integrats analògics

Competència B2: Coneixement en matèries bàsiques i tecnològiques, que els capaciti per a l'aprenentatge de nous mètodes i teories, i els doti de versatilitat per adaptar-se a noves situacions.

- Coneix els principis bàsics dels sistemes realimentats
- Detecta i identifica errades de funcionament en sistemes electrònics

Anàlisi de la pràctica “Oscil·lador de desplaçament de fase”

Degut a que el primer tema de l'assignatura és el de circuits realimentats es recomana que a pràctica “Oscil·lador de desplaçament de fase” sigui la pràctica que es desenvolupi durant la segona sessió de laboratori. Aquesta pràctica pretén que l'alumne es familiaritzi amb el concepte d'oscil·lador

Aquesta pràctica forma part del tema “Circuits Realimentats” de la guia docent i basa el seu contingut en els subtemes “Diagrama de blocs de circuits realimentats”, “Criteris d'estabilitat en circuits realimentats”, “Compensació freqüencial de circuits realimentats” i “Efectes d'interconnexió de circuits realimentats”

La teoria prèvia a la sessió de laboratori exposada a les sessions de teoria és la següent:

- Inconvenients de la realimentació negativa

S'explica la reducció de l'amplificació i el risc d'instabilitat d'aquesta.

- Implementació de funcions de transferència

S'analitzen circuits com els de les figures 3 i 4 per tal de comprendre i aconseguir l'habilitat d'anàlisi de circuits realimentats i la creació de diagrames de flux.

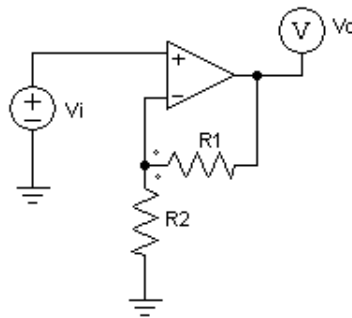


Figura 3

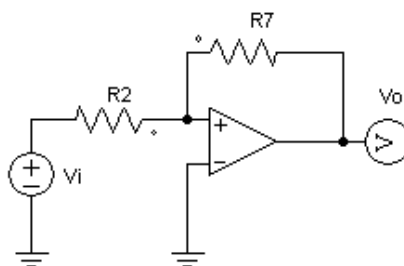


Figura 4

- Criteri d'estabilitat de Routh

S'exposa que mitjançant el criteri d'estabilitat de Routh es determinen a quin semiplà estan col·locades les arrels del denominador de la funció de transferència per tal de determinar si el sistema és estable, marginalment estable o inestable.

- Regles del traçat del lloc geomètric de les arrels

Explicació de les regles del traçat del lloc geomètric de les arrels i anàlisi de funcions de transferència com les següents:

$$T(s) = \frac{K}{(1 + 10s)(1 + s)(1 + 0.5s)} \quad (1)$$

$$T(s) = \frac{\frac{2a_o}{(s + 1)(s + 2)}}{1 + \frac{2a_o \cdot f_o}{s} \cdot \frac{(s + 5)}{(s + 1)(s + 2)}} \quad (2)$$

- Exercicis resolts d'oscil·ladors i explicació de la condició d'oscil·lació en termes freqüencials

S'analitzen circuits oscil·ladors com el de la Figura 5 i s'explica la col·locació dels pols per tal de poder iniciar una oscil·lació.

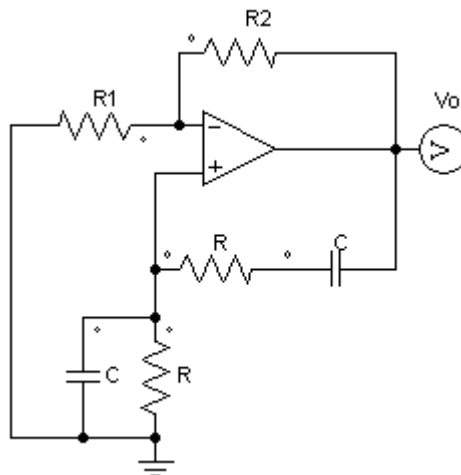


Figura 5: Circuit oscil·lador

La pràctica "Oscil·lador de desplaçament de fase" ha mantingut el seu contingut en la seva totalitat i únicament s'ha verificat que es pot completar en una sessió. S'han realitzat petites modificacions de l'enunciat per tal d'obtenir un enunciat més entenedor i així facilitar la tasca lectiva de l'alumne.

Amb el contingut exposat a la sessió de teoria i la resolució d'aquesta pràctica es pretén que l'alumne assoleixi els següents resultats d'aprenentatge de les següents competències:

Competència EI2: Coneixement dels fonaments i les aplicacions de l'electrònica analògica:

- Coneix el funcionament dels amplificadors operacionals reals, els seus models i les limitacions dels mateixos
- Coneix amplificadors operacionals especialitzats

Competència EI6: Capacitat per dissenyar sistemes electrònics analògics, digitals i de potència:

- Implementa funcions matemàtiques mitjançant la interconnexió de circuits integrats analògics
- Dissenya circuits electrònics segons especificacions
- Aplica els coneixements d'anàlisi i disseny per a la resolució d'errades en sistemes electrònics

Competència B2: Coneixement en matèries bàsiques i tecnològiques, que els capaciti per a l'aprenentatge de nous mètodes i teories, i els doti de versatilitat per adaptar-se a noves situacions.

- Coneix els principis bàsics dels sistemes realimentats
- Aplica els coneixements d'anàlisi i disseny per a la resolució d'errades en sistemes electrònics.
- Detecta i identifica errades de funcionament en sistemes electrònics

Anàlisi de la pràctica “Font de corrent controlada per tensió”

Mitjançant la pràctica “Font de corrent controlada per tensió” es pretén que l’alumne compregui el funcionament de les fonts de corrent controlades per tensió i el concepte d’integrador. Per evitar que les pràctiques sempre siguin les mateixes i disminuir el plagi s’han creat dues versions d’aquesta pràctica. En una d’elles s’analitza i es treballa sobre la font de corrent Howland i l’altra pràctica analitza i estudia el comportament d’un circuit mitjançant amplificadors operacionals que actua com a font de corrent controlada per tensió.

Aquesta pràctica forma part del tema “Aplicacions lineals dels amplificadors operacionals” de la guia docent i basa el seu contingut en en el subtema “Conversió tensió-corrent”.

La teoria prèvia a la sessió de laboratori exposada a les sessions de teoria és la següent:

- Introducció a la conversió tensió-corrent

S’inicia amb un cas molt simple per entendre el concepte de font de tensió controlada per corrent com es pot veure a la Figura 6. Es posen exemples de configuracions inversores i no inversores amb amplificadors operacionals.

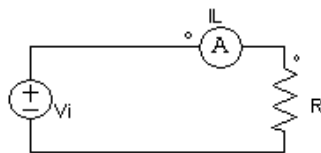


Figura 6: Concepte de conversió tensió-corrent

On:

- $I_L = \frac{V_i}{R}$
- $R_{in} = R_L$
- $G = \frac{1}{R_L}$

- Fonts de corrent per a carregues posades a massa

S’analitza el circuit de la Figura 7 i es calcula la transductància.

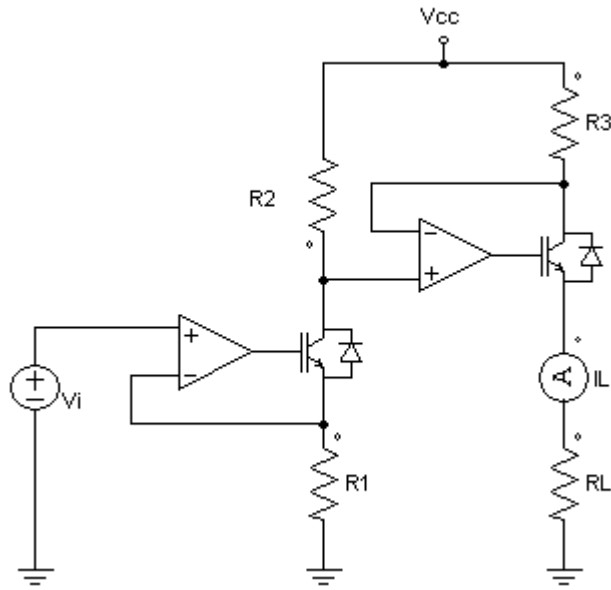


Figura 7: Font de corrent amb càrrega posada a massa

On:

- $G = \frac{R_2}{R_1 R_3}$
- Exemple de font de corrent Howland

Es mostra la font de corrent Howland de la Figura 8 i es realitza el diagrama de flux d'aquesta.

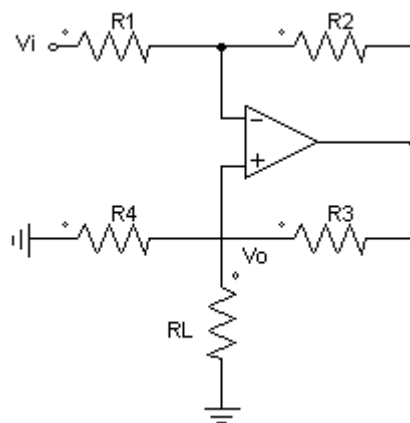


Figura 8: Font de corrent Howland

- Anàlisi d'una font de corrent controlada per tensió

S'analitza la font de corrent controlada per tensió de la Figura 9 i s'obté que el corrent de

sortida ve donat per l'expressió $I_L = \frac{V_i}{R_3}$

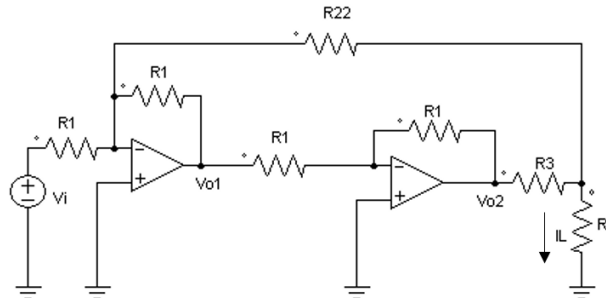


Figura 9: Font de corrent controlada per tensió.

La pràctica “Font de corrent controlada per tensió” s’introdueix com a nova pràctica per tal de treballar les aplicacions lineals dels amplificadors operacionals. A les dues pràctiques de fonts de corrents controlades per tensió es treballen els mateixos apartats i únicament es modifica el circuit a muntar. A part de comprovar que el circuit amb amplificadors operacionals funciona com a font de corrent controlada per tensió i el corrent únicament depèn de la tensió d’entrada i valors fixes de resistors, també s’introdueix el concepte d’integrador que s’aconsegueix connectant un condensador a la sortida del sistema. El circuit integrador realitza l’operació matemàtica d’integració que produeix una sortida que és proporcional a l’integral en el temps de la tensió d’entrada.

Amb el contingut exposat a la sessió de teoria i la resolució d’aquesta pràctica es pretén que l’alumne assoleixi els següents resultats d’aprenentatge de les següents competències:

Competència EI2: Coneixement dels fonaments i les aplicacions de l’electrònica analògica:

- Coneix el funcionament dels amplificadors operacionals reals, els seus models i les limitacions dels mateixos
- Coneix amplificadors operacionals especialitzats

Competència EI6: Capacitat per dissenyar sistemes electrònics analògics, digitals i de potència:

- Implementa funcions matemàtiques mitjançant la interconnexió de circuits integrats analògics

- Dissenya circuits electrònics segons especificacions
- Aplica els coneixements d'anàlisi i disseny per a la resolució d'errades en sistemes electrònics

Competència B2: Coneixement en matèries bàsiques i tecnològiques, que els capaciti per a l'aprenentatge de nous mètodes i teories, i els doti de versatilitat per adaptar-se a noves situacions.

- Coneix els principis bàsics dels sistemes realimentats
- Detecta i identifica errades de funcionament en sistemes electrònics

Anàlisi de la pràctica “Regulador sèrie de tensió”

Mitjançant la pràctica “Regulador sèrie de tensió” es pretén que l’alumne compregui la necessitat i utilitat dels reguladors de tensió, compregui el seu funcionament i tingui la capacitat de mesurar la qualitat de regulació mitjançant el concepte de regulació de càrrega i regulació de línia.

Aquesta pràctica forma part del tema “Aplicacions lineals dels amplificadors operacionals” de la guia docent i basa el seu contingut en el subtema “Reguladors lineals de tensió”.

La teoria prèvia a la sessió de laboratori exposada a les sessions de teoria és la següent:

- Anàlisi de circuits amb amplificadors operacionals amb el model incremental i concepte de regulació de línia

S’analitzen i es desenvolupen diagrames de flux de circuits com el de la Figura 10 per comprendre el sistema de regulació de línia.

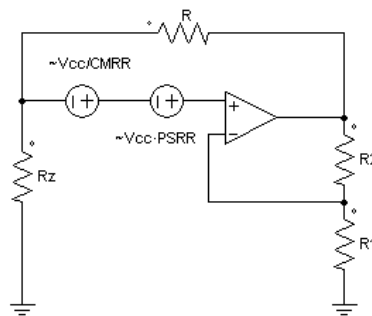


Figura 10

- Concepte de regulació de càrrega

S’explica el concepte de regulació de càrrega mitjançant exemples com el de la Figura 11.

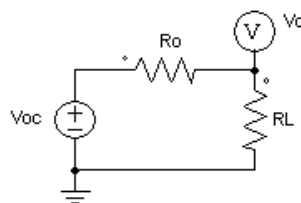


Figura 11

- Concepte de reguladors lineals de tensió

S'expliquen els tipus de reguladors de tensió que existeixen i es realitza un diagrama de blocs d'un regulador lineal sèrie de tensió per entendre el funcionament d'aquest i s'analitza el circuit de la Figura 12.

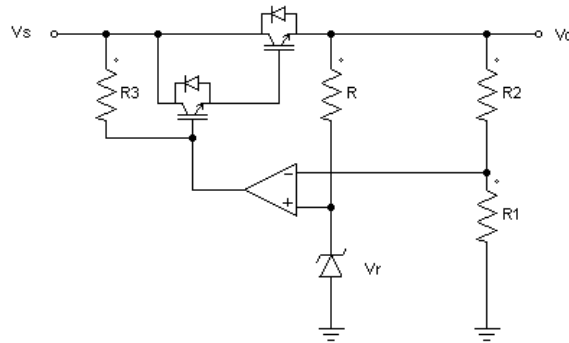


Figura 12: Regulador lineal sèrie bàsic.

La pràctica “Regulador sèrie de tensió” es basa en el contingut de la pràctica “Regulador sèrie de tensió” desenvolupada els anys anteriors. Es tracta d’una pràctica que requereix una habilitat de muntatge de circuits a la protoboard elevada degut a la interconnexió d’amplificadors operacionals, transistors i elements passius. Es renova l’enunciat d’aquesta i s’elimina l’ús de la tensió de referència de l’integrat LM723 degut a que creava confusió a l’hora de resoldre la pràctica. Els reguladors de tensió son circuits capaços de proporcionar tensions a la sortida molt estables i estan basats en referències de tensió que proporcionen precisió i estabilitat. L’integrat LM723 proporciona una tensió de referència molt més definida que permet una regulació de tensió molt més precisa, és a dir, les variacions a les tensions d’entrada casi bé no afecten a la tensió de sortida. El fet d’utilitzar un regulador de tensió integrat com a part d’un altre regulador de tensió fa que l’alumne es perdi i no entengui el perquè de la utilització d’aquest. Es dissenya una càrrega activa en PCB, que es lliurarà a l’alumne abans d’iniciar la sessió de laboratori, per completar els últims apartats i minimitzar el nombre de circuits a muntar. Amb aquestes modificacions es garanteix la possibilitat de resoldre la pràctica en una única sessió de laboratori, tot i que se’n reserven dues per si l’alumne té dificultats per completar-la.

La càrrega activa s'ha dissenyat mitjançant l'Orcad Layout i presenta la següent forma:

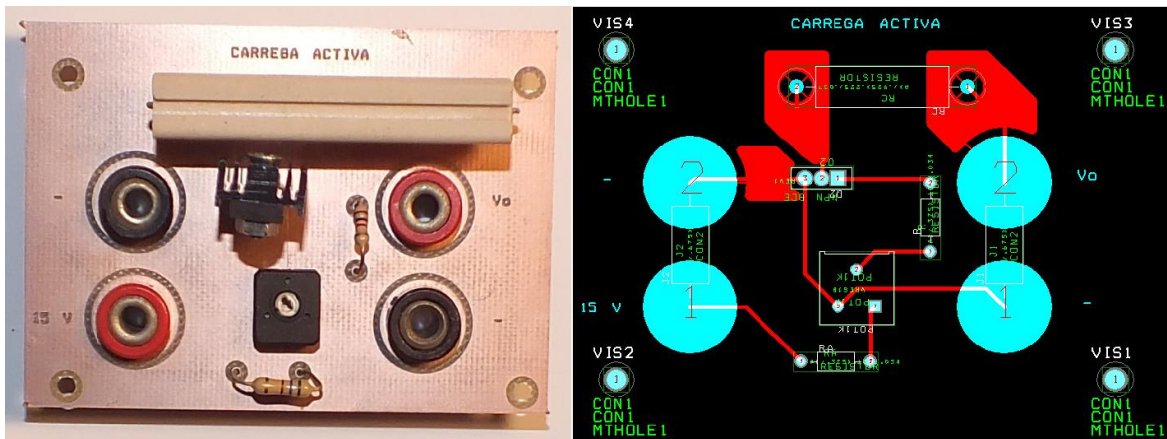


Figura 13: Càrrega activa en PCB

Amb el contingut exposat a la sessió de teoria i la resolució d'aquesta pràctica es pretén que l'alumne assoleixi els següents resultats d'aprenentatge de les següents competències:

Competència EI2: Coneixement dels fonaments i les aplicacions de l'electrònica analògica:

- Coneix el funcionament dels amplificadors operacionals reals, els seus models i les limitacions dels mateixos
- Comprèn el funcionament dels reguladors lineals
- Coneix amplificadors operacionals especialitzats

Competència EI6: Capacitat per dissenyar sistemes electrònics analògics, digitals i de potència:

- Implementa funcions matemàtiques mitjançant la interconnexió de circuits integrats analògics
- Dissenya circuits electrònics segons especificacions
- Aplica els coneixements d'anàlisi i disseny per a la resolució d'errades en sistemes electrònics

Competència B2: Coneixement en matèries bàsiques i tecnològiques, que els capaciti per a l'aprenentatge de nous mètodes i teories, i els doti de versatilitat per adaptar-se a noves situacions.

- Coneix els principis bàsics dels sistemes realimentats
- Detecta i identifica errades de funcionament en sistemes electrònics

Anàlisi de la pràctica “Filtre - Oscil·lador”

Mitjançant la pràctica “Filtre – Oscil·lador” es pretén que l’alumne compregui el funcionament d’un filtre passabanda de segon ordre i un circuit oscil·lador. És una pràctica que relaciona la implementació de funcions de xarxa i realimentació, enllaçada amb la teoria general de filtres.

Aquesta pràctica forma part del tema “Circuits Realimentats” de la guia docent i basa el seu contingut en els subtemes “Diagrama de blocs de circuits realimentats”, “Criteris d'estabilitat en circuits realimentats”, “Compensació freqüencial de circuits realimentats” i “Efectes d'interconnexió de circuits realimentats”. També forma part del tema “Filtres actius” i basa el seu contingut en la teoria general de filtres.

La teoria prèvia a la sessió de laboratori exposada a les sessions de teoria és la següent:

- Tots els coneixements explicats previs a la pràctica de laboratori “Oscil·ladors”
- Implementació de funcions de transferència

S’analitzen circuits com els de les figures 14 i 15 per tal de comprendre i aconseguir l’habilitat d’anàlisi de circuits realimentats i la creació de diagrames de flux.

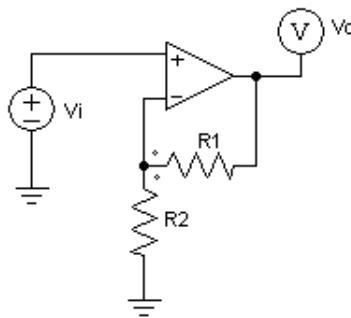


Figura 14

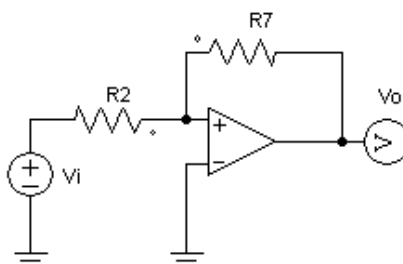


Figura 15

- Criteri d'estabilitat de Routh

S'exposa que mitjançant el criteri d'estabilitat de Routh es determinen a quin semiplà estan col·locades les arrels del denominador de la funció de transferència per tal de determinar si el sistema és estable, marginalment estable o inestable.

- Regles del traçat del lloc geomètric de les arrels

Explicació de les regles del traçat del lloc geomètric de les arrels i anàlisi de funcions de transferència com les següents:

$$T(s) = \frac{K}{(1 + 10s)(1 + s)(1 + 0.5s)} \quad (1)$$

$$T(s) = \frac{\frac{2a_o}{(s + 1)(s + 2)}}{1 + \frac{2a_o \cdot f_o}{s} \cdot \frac{(s + 5)}{(s + 1)(s + 2)}} \quad (2)$$

- Avantatges i desavantatges dels filtres actius
- Classificació dels tipus de filtres i funcions de transferència de filtres de segon ordre

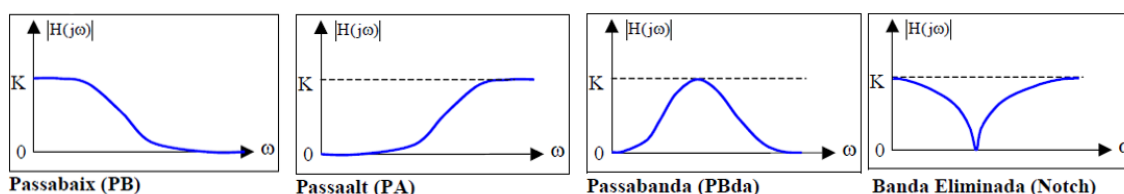


Figura 16: Tipus de filtres

La pràctica “Filtre – Oscil·lador” s’introdueix com a nova pràctica per tal de treballar les aplicacions lineals dels amplificadors operacionals i els filtres actius en una sola pràctica. Es tracta de l’anàlisi i muntatge d’un circuit amb amplificadors operacionals que actua com a filtre passabanda molt estret, però, que mitjançant l’ús d’un potenciòmetre, permet eliminar l’esmoreïment i que la seva funció de transferència tingui la forma d’oscil·lador.

Amb el contingut exposat a la sessió de teoria i la resolució d’aquesta pràctica es pretén que l’alumne assoleixi els següents resultats d’aprenentatge de les següents competències:

Competència EI2: Coneixement dels fonaments i les aplicacions de l'electrònica analògica:

- Coneix el funcionament dels amplificadors operacionals reals, els seus models i les limitacions dels mateixos
- Coneix amplificadors operacionals especialitzats

Competència EI6: Capacitat per dissenyar sistemes electrònics analògics, digitals i de potència:

- Implementa funcions matemàtiques mitjançant la interconnexió de circuits integrats analògics
- Dissenya filtres actius de segon ordre
- Dissenya circuits electrònics segons especificacions
- Aplica els coneixements d'anàlisi i disseny per a la resolució d'errades en sistemes electrònics

Competència B2: Coneixement en matèries bàsiques i tecnològiques, que els capaciti per a l'aprenentatge de nous mètodes i teories, i els doti de versatilitat per adaptar-se a noves situacions.

- Coneix els principis bàsics dels sistemes realimentats
- Aplica criteris d'estabilitat a sistemes realimentats: Routh, LGR, marge de guany, marge de fase
- Detecta i identifica errades de funcionament en sistemes electrònics

Anàlisi de la pràctica “Rectificador + Filtre”

Mitjançant la pràctica “Rectificador + Filtre” es pretén que l’alumne compregui el funcionament dels amplificadors operacionals en zona no lineal, entengui el concepte de rectificador de doble ona de precisió mitjançant amplificadors operacionals i tingui la capacitat de disseny i implantació de filtres actius Sallen-Key de segon ordre i posi en pràctica els conceptes de Sèries de Fourier exposats a l’assignatura “Estadística I Mètodes Transformats” del segon curs.

Aquesta pràctica forma part del tema “Filtres actius” i basa el seu contingut en el subtemes “Anàlisi i disseny de filtres actius de tipus Sallen-Key i IGMF”. També forma part del tema “Aplicacions no lineals dels amplificadors operacionals” i basa el seu contingut en el subtema “Rectificadors de precisió”.

La teoria prèvia a la sessió de laboratori exposada a les sessions de teoria és la següent:

La teoria prèvia referent a filtres és la següent:

- Avantatges i desavantatges dels filtres actius
- Classificació dels tipus de filtres i funcions de transferència de filtres de segon ordre

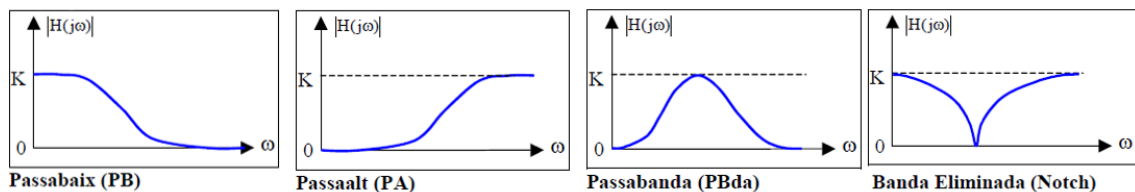


Figura 17: Tipus de filtres

- Exemples de configuració de filtres Sallen-Key i filtres IGMF de segon ordre com els de les figures 18 i 19

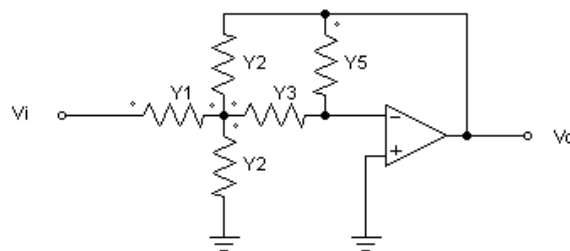


Figura 18: Filtre IGMF de segon ordre

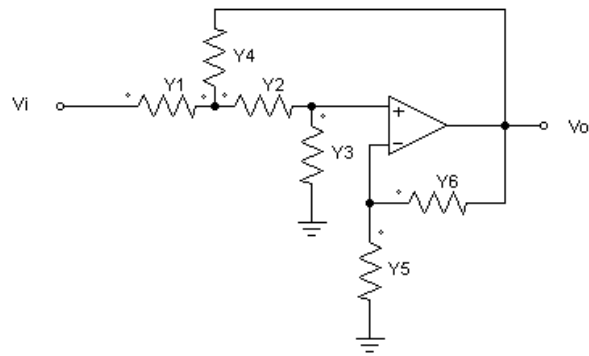


Figura 19: Filtre Sallen-Key de segon ordre

- Resolució i disseny de filtres Sallen-Key amb components d'igual valor.

S'analitza el circuit de la Figura 20 considerant $R1=R2=C1=C2$ i ω_c normalitzada a 1 rad/s que s'utilitzarà pel disseny de filtres de les sessions de laboratoris.

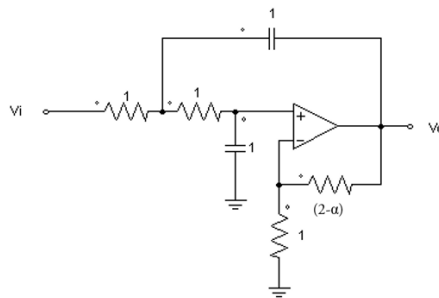


Figura 20: Filtre Sallen-Key de segon ordre amb components d'igual valor

La teoria prèvia referent a rectificadors és la següent:

- Concepte de rectificadors de precisió mitjançant amplificadors operacionals
- Anàlisi d'un rectificador de mitja ona com el de la Figura 21

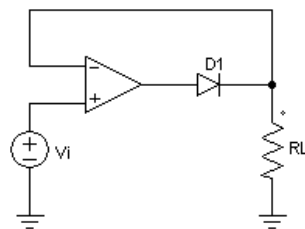


Figura 21: Circuit rectificador de mitja ona

- Anàlisi d'un rectificador de mitja ona com el de la Figura 22 per tal de comprendre que hi poden haver incompatibilitats amb els nivells de saturació dels amplificadors operacionals i l'estat dels díodes

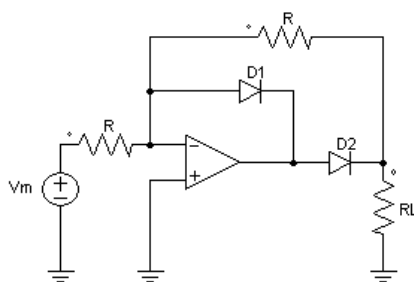


Figura 22: Circuit rectificador de mitja ona

La pràctica “Rectificador + filtre” s’introdueix com a nova pràctica per tal de treballar les aplicacions no lineals dels amplificadors operacionals i els filtres actius en una sola pràctica. Anteriorment no hi havia cap pràctica que treballés el tema d’aplicacions no lineals dels amplificadors operacionals i s’ha decidit buscar una pràctica que pugui tenir una aplicació real. Aquesta pràctica basa el seu contingut en convertir un senyal altern en un senyal continu mitjançant un rectificador de doble ona de precisió mitjançant amplificadors operacionals i on cop s’ha obtingut l’ona rectificada, filtrar els harmònics d’alta freqüència per extreure la component continua d’aquest senyal tal i com es pot veure a la Figura 23.

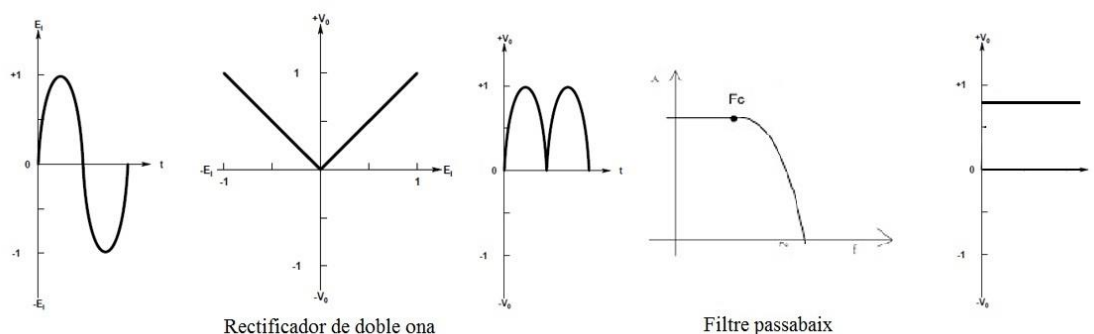


Figura 23: Concepte de la pràctica “Rectificador + Filtre”

Amb el contingut exposat a la sessió de teoria i la resolució d’aquesta pràctica es pretén que l’alumne assoleixi els següents resultats d’aprenentatge de les següents competències:

Competència EI2: Coneixement dels fonaments i les aplicacions de l’electrònica analògica:

- Coneix el funcionament dels amplificadors operacionals reals, els seus models i les limitacions dels mateixos
- Coneix amplificadors operacionals especialitzats
- Coneix aplicacions no lineals dels amplificadors operacionals

Competència EI6: Capacitat per dissenyar sistemes electrònics analògics, digitals i de potència:

- Implementa funcions matemàtiques mitjançant la interconnexió de circuits integrats analògics
- Dissenya filtres actius de segon ordre
- Dissenya circuits electrònics segons especificacions
- Aplica els coneixements d'anàlisi i disseny per a la resolució d'errades en sistemes electrònics

Competència B2: Coneixement en matèries bàsiques i tecnològiques, que els capaciti per a l'aprenentatge de nous mètodes i teories, i els doti de versatilitat per adaptar-se a noves situacions.

- Coneix els principis bàsics dels sistemes realimentats
- Detecta i identifica errades de funcionament en sistemes electrònics

Planificació temporal de l'assignatura

En aquest apartat es realitza una proposta de planificació temporal de les sessions de teoria, problemes i laboratoris de l'assignatura d'electrònica analògica basada en el calendari acadèmic del curs 2015-2016. Tenint en compte l'horari de les sessions de teoria, problemes i laboratoris d'aquest curs es planifica el contingut de les sessions de teoria per tal que l'alumne aconseguixi els resultats d'aprenentatge de la guia docent de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria i les sessions de laboratori es realitzin havent obtingut la formació teòrica corresponent a la pràctica a resoldre.

Per determinar el temari a exposar durant cada una de les sessions de teoria s'utilitza la planificació real de l'assignatura durant el curs 2013-2014. Es verifica que aplicant petites modificacions a aquella planificació s'aconsegueix adaptar l'assignatura al curs 2015-2016 i es treballa amb simultaneïtat amb la teoria i les pràctiques de laboratori.

Degut a les setmanes d'avaluació que exigeix l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria s'inicia el temari d'aplicacions lineals dels amplificadors operacionals abans d'haver realitzat el primer examen parcial. D'aquesta manera s'aconsegueix iniciar la pràctica de fonts de corrent controlada per tensió i disposar de setmanes lectives suficients per finalitzar la totalitat dels laboratoris.

La planificació dels laboratoris es realitza garantint la possibilitat de finalitzar-los seguint la planificació i es reserven un total de vuit hores per a recuperació de pràctiques.

L'assignatura es divideix en tres temes principals:

1. Circuits realimentats
2. Aplicacions lineals dels amplificadors operacionals
3. Aplicacions no lineals dels amplificadors operacionals

Degut a independència entre els circuits realimentats i les aplicacions dels amplificadors operacionals l'assignatura permet que, amb petites variacions del contingut de la teoria, es modifiqui la planificació temporal dels temes de teoria i de les pràctiques de laboratori segons convingui.

Tal i com s'ha dit anteriorment, la planificació del curs 2015-2016 mostrada a continuació es basa en la planificació del curs 2013-2014:

Planificació d'Electrònica Analògica: Curs 2015-16

Set. Dia	Setembre														Octubre																									
	Setmana 1 (37)				Setmana 2 (38)				Setmana 3 (39)				Setmana 4 (40)				Setmana 5 (41)				Setmana 6 (42)				Setmana 7 (43)				Setmana 8 (44)											
	7	8	9	10	11	14	15	16	17	18	21	22	23	24	25	28	29	30	1	2	5	6	7	8	9	12	13	14	15	16	19	20	21	22	23	26	27	28	29	30
1. Presentació assignatura. Teoria criteris d'estabilitat	T1																																							
2. Implementació funcions de transferència i criteri de Routh	T1																																							
3. Exemples proposats i traçat del LGR amb introducció de zero	T1																																							
4. Redes de compensació amb diagrames de Bode i exemples	T1																																							
5. Compensació amb AO d'entrada capacitiva i Biports	T1																																							
6. Problemes tema 1	T1																																							
7. Fonts de corrent controlades per tensió	T1																																							
8. Problemes de repàs tema 1	T1																																							
1ª Evaluació (35%)	T1																																							
9. Introducció lineal dels AO, conversors I-V, D/A	T1																																							
10. Amplificador d'instrumentació	T1																																							
11. Amplificadors fins a reguladors	T1																																							
12. Reguladors de tensió i inici de filtres	T1																																							
13. Filtres i introducció a Aplicacions no lineals (Rectificadors)	T1																																							
14. Aplicacions no lineals	T1																																							
15. Finalització d'aplicacions no lineals	T1																																							
16. Problemes repàs tema 2 i 3	T1																																							
2ª Evaluació (35%)	T1																																							
Problemes (1h)	P1																																							
Pràctiques de laboratori (2h)	L1																																							
	L2																																							
	L3																																							

P1: Limitacions dels amplificadors operacionals
P2: Oscil·ladors
P3: Font de corrent controlada per tensió
P4: Regulador sèrie de tensió
P5: Rectificador - Filtre
P5: Oscil·lador - Filtre
RP - Recuperació de pràctiques
Dies festius
Examen
Classe de repàs - dubtes

Figura 24: Planificació del mes de setembre i octubre

Planificació d'Electrònica Analògica: Curs 2015-16

Set. Dia	Novembre														Desembre														Gener											
	Setmana 9 (45)				Setmana 10 (46)				Setmana 11 (47)				Setmana 12 (48)				Setmana 13 (49)				Setmana 14 (50)				Setmana 15 (51)				Setmana 18 (1)											
	2	3	4	5	6	9	10	11	12	13	16	17	18	19	20	23	24	25	26	27	30	1	2	3	4	7	8	9	10	11	14	15	16	17	18	4	5	6	7	8
1. Presentació assignatura. Teoria criteris d'estabilitat	T1																																							
2. Implementació funcions de transferència i criteri de Routh	T1																																							
3. Exemples proposats i traçat del LGR amb introducció de zero	T1																																							
4. Redes de compensació amb diagrames de Bode i exemples	T1																																							
5. Compensació amb AO d'entrada capacitiva i Biports	T1																																							
6. Problemes tema 1	T1																																							
7. Fonts de corrent controlades per tensió	T1																																							
8. Problemes de repàs tema 1	T1																																							
1ª Evaluació (35%)	T1																																							
9. Introducció lineal dels AO, conversors I-V, D/A	T1																																							
10. Amplificador d'instrumentació	T1																																							
11. Amplificadors fins a reguladors	T1																																							
12. Reguladors de tensió i inici de filtres	T1																																							
13. Filtres i introducció a Aplicacions no lineals (Rectificadors)	T1																																							
14. Aplicacions no lineals	T1																																							
15. Finalització d'aplicacions no lineals	T1																																							
16. Problemes repàs tema 2 i 3	T1																																							
2ª Evaluació (35%)	T1																																							
Problemes (1h)	P1																																							
Pràctiques de laboratori (2h)	L1																																							
	L2																																							
	L3																																							

P1: Limitacions dels amplificadors operacionals
P2: Oscil·ladors
P3: Font de corrent controlada per tensió
P4: Regulador sèrie de tensió
P5: Rectificador - Filtre
P5: Oscil·lador - Filtre
RP - Recuperació de pràctiques
Dies festius
Examen
Classe de repàs - dubtes

Figura 25: Planificació del mes de novembre, desembre i gener

Referències

- Llibres:

N. R. Malik, Circuitos electrónicos: análisis, diseño y simulación, PRENTICE-HALL, 1996.

Robert F. Coughlin – Frederick F. Driscoll, Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales, PRENTICE-HALL, 1993.

- Pàgines Web:

<http://www.electronicafacil.net/>

<http://www.unicrom.com/>

http://www.academia.edu/4232107/sallen_key

<http://servicio.bc.uc.edu.ve/ingenieria/revista/a1n1/ing8.pdf>

http://calculoavanzado.usach.cl/Apunte/Aplicacion_Serie_Fourier_2010_t.pdf

http://www.fceia.unr.edu.ar/eca2/Files/Apuntes/AO%20REAL%20-%20Notas%20de%20Clase%20_v-2012-1_.pdf

<http://www.bolanosdj.com.ar/TEORIA/REGULADORES.PDF>

http://paginas.fisica.uson.mx/horacio.munguia/aula_virtual/Cursos/Instrumentacion%20II/Documentos/Regulacion%20voltaje.pdf

<http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/fuentes.pdf>

<http://huarpe.com/electronica2/>

- Altres referències:

Apunts de l'assignatura "Electrònica Analògica" del curs 2013-2014.

Apunts de l'assignatura "Equips Electrònics" del curs 2013-2014.

Planificació d'Electrònica de Potència del curs 2013-14.

Annexes

En aquest apartat s'inclouen els nous enunciats del nou volum de pràctiques i la resolució d'aquestes. També s'inclouen les pràctiques utilitzades durant els cursos anteriors a la realització d'aquest projecte.

Annex 1: Pràctica “Limitacions dels amplificadors operacionals”

En aquest annex es mostra l'enunciat i resolució de la pràctica Limitacions dels amplificadors operacionals.



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

**ENUNCIAT: LIMITACIONS DELS AMPLIFICADORS
OPERACIONALS**

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Entendre quines son les limitacions dels amplificadors operacionals
- Entendre el full de característiques dels amplificadors operacionals que proporciona el fabricant
- Comprovar experimentalment les limitacions dels amplificadors operacionals i comparar els resultats obtinguts amb els teòrics

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Voltímetre i amperímetre.
- Bossa de components passius
 - 2 Resistències de 1 k Ω
 - 1 Resistència de 10 k Ω
 - 1 Resistència de 390 k Ω
 - 1 Resistència de 47 Ω
 - 1 Potenciòmetre de 1 k Ω
 - 2 Condensadors de 100 nF
 - 1 Condensador de 100 pF
 - 1 Amplificador operacional uA741
 - 1 Amplificador operacional OPA350

3. Introducció teòrica de la pràctica

Sempre considerem i analitzem els amplificadors operacionals com a dispositius ideals. Tot i que és molt útil considerar-los ideals, per poder predir de forma precisa el comportament d'un circuit s'han de considerar les limitacions d'aquests.

Depenent quina aplicació tingui el nostre circuit amb amplificadors operacionals (Circuits d'alta freqüència, baixa freqüència, sotmès a variacions de temperatura o de la tensió d'alimentació, etc.) utilitzarem un amplificador operacional o un altre adequat a l'aplicació determinada.

Als annexes d'aquesta pràctica s'expliquen quines són les limitacions dels amplificadors operacionals més rellevants.

4. Estudi previ

4.1. Analitzeu els fulls de característiques de l'AO de propòsit general uA741 de Texas Instruments. Quines són les seves principals característiques segons el fabricant?

- Rise-Time:
- Slew-Rate:
- CMRR:
- Ios:
- GBP:
- Supply Voltage:
- Input Resistance Rin:
- Output Resistance Ro:

4.2. Analitzeu els fulls de característiques de l'AO d'alta velocitat rail-to-rail OPA350 de Burr-Brown-Texas Instruments. Quines són les seves principals característiques segons el fabricant?

- Slew-Rate:
- CMRR:
- Iout:
- GBP:
- Supply Voltage:
- Output Resistance Ro: 1 k Ω - Realimentat:
- Gràfica OUTPUT VOLTAGE SWING vs OUTPUT CURRENT:

4.3. Compareu els paràmetres obtinguts amb els que et proporciona el model d'amplificador operacional del programa de simulació PSIM (Op. Amp. Level-1).

- Input Resistance R_{in} :
- DC Gain A_o :
- Unit Gain Frequency:
- Output Resistance R_o :
- Maximum Output Current:
- Supply Voltage:

4.4. Consulta quin son els preus d'aquests dos amplificadors operacionals a les pàgines més comunes de venda de components electrònics.

- uA741CP:
- OPA350PA:

5. Circuits i Mesures

5.1. Utilitzant l'amplificador operacional uA741

- 5.1.1. Munteu el circuit seguidor de la Figura 1. Ajusteu l'amplitud del senyal quadrat d'entrada, el nivell de continua i la freqüència i visualitzeu el senyal d'entrada i de sortida a l'oscil·loscopi de forma que us permeti mesurar el Slew-Rate. Són iguals les mesures quan la sortida passa de nivell baix a nivell alt que quan ho fa a l'inrevés? Per què? Compara el resultat amb el que et proporciona el fabricant.
- 5.1.2. Ajusteu l'offset del generador per tal de tenir un senyal d'entrada quadrat que vagi de 0 a 0.5 V. Mesureu quin és el Rise Time i comproveu el resultat amb el que ens proporciona el fabricant.
- 5.1.3. Canvieu el senyal d'entrada al circuit de la Figura 1 per un senyal continu de 1V d'amplitud i substituïu la resistència de càrrega per una de $47\ \Omega$ per a poder mesurar quin és el corrent de sortida de l'amplificador operacional. S'assembla al que ens proporciona el fabricant? És el mateix si apliquem un senyal d'entrada de -1V?
- 5.1.4. Mantenint les alimentacions i la càrrega de l'apartat 5.1.1 munteu un amplificador inversor com el de la Figura 2 de guany -39 amb resistors més grans de $10\ \text{k}\Omega$. Mesureu el producte guany-ample de banda de l'amplificador uA741. Feu servir un senyal d'entrada sinusoidal amb el nivell de continua al punt mig de les alimentacions; ajusteu la seva amplitud perquè no se saturin els circuits (si el fabricant us dóna indicacions intenteu seguir-les) i determineu la freqüència de tall de l'amplificador realimentat. Expliqueu els ajustaments i el procediment que heu seguit en cada cas i visualitzeu les formes d'ona significatives a l'oscil·loscopi.

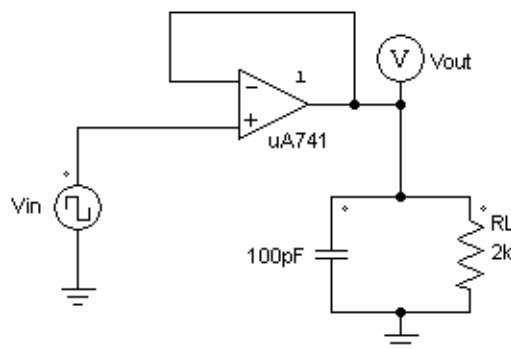


Figura 1: Seguidor de tensió

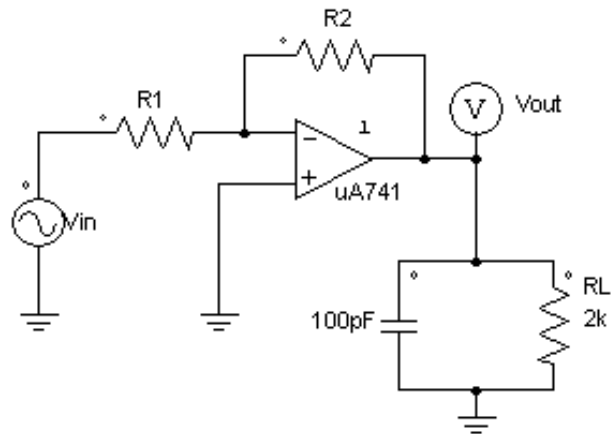


Figura 2: Circuit amplificador inversor de guany $-R2/R1$

- 5.1.5. Augmenteu el senyal d'entrada fins que es saturin els amplificadors operacionals. Teòricament quins valors s'haurien d'obtenir? Coincideixen els resultats obtinguts experimentalment amb els teòrics?
- 5.2. Utilitzant l'amplificador operacional OPA350 (Tenir en compte que ara les alimentacions de l'amplificador operacional canvien):
- 5.2.1. Munteu el circuit seguidor de la Figura 3. Ajusteu l'amplitud del senyal quadrat d'entrada, el nivell de continua i la freqüència i visualitzeu el senyal d'entrada i de sortida a l'oscil·loscopi de forma que us permeti mesurar el Slew-Rate. Compara el resultat amb el que et proporciona el fabricant.

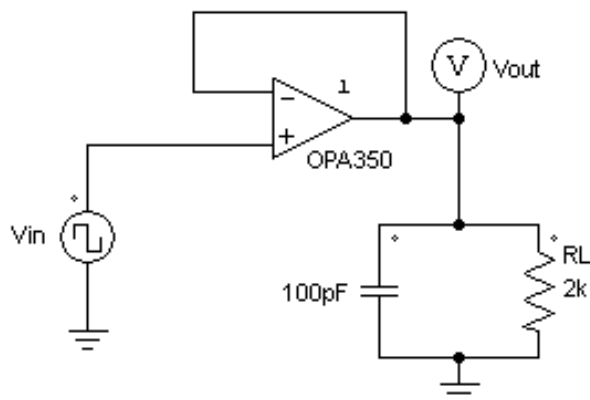


Figura 3: Seguidor de tensió

- 5.2.2. Substituïu la resistència de càrrega per un potenciòmetre de 1 k Ω i connecteu a l'entrada un senyal de 5 V DC. Aneu disminuint el valor de la resistència de càrrega mentre mesureu la tensió i el corrent de sortida de l'amplificador operacional. Preneu mesures del corrent de sortida quan la tensió de sortida varia de 5 V a 4.5 V. Coincideixen amb els de la gràfica OUTPUT VOLTAGE SWING vs OUTPUT CURRENT obtinguda a l'estudi previ?
- 5.2.3. Mantinent les alimentacions i la càrrega de l'apartat 5.2.1 munteu un amplificador no inversor com el de la Figura 4 de guany 40 amb resistors més grans de 10 k Ω . Mesureu el producte guany-ample de banda de l'amplificador OPA350. Feu servir un senyal d'entrada sinusoidal que vagi de 0 a 100 mV d'amplitud de pic a pic, per a això, poseu una atenuació de 20dB al generador de funcions. Determineu la freqüència de tall de l'amplificador realimentat. Expliqueu els ajustaments i el procediment que heu seguit en cada cas i visualitzeu les formes d'ona significatives a l'oscil·loscopi. Correspon el resultat obtingut amb el producte guany-ample de banda que proporciona el fabricant?

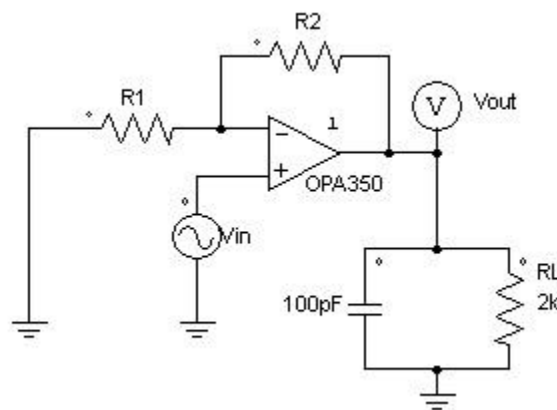


Figura 4: Circuit amplificador no inversor de guany $(R2/R1)+1$

- 5.2.4. Augmenteu el senyal d'entrada fins que es saturei l'amplificador. Teòricament quins valors s'haurien d'obtenir? Coincideixen els resultats obtinguts experimentalment amb els teòrics?

6. Annexes

ANNEX: LIMITACIONS DELS AMPLIFICADORS OPERACIONALS

A continuació es mostren algunes de les limitacions dels amplificadors operacionals:

- Resposta en freqüència

El guany del circuit sempre serà pla des de freqüències mitges fins a la regió de continua i normalment es produirà una caiguda a freqüències altes.

- Producte guany-ample de banda (GBW)

$$GBW = A \cdot BW$$

- A = Guany
- BW = Ample de banda.

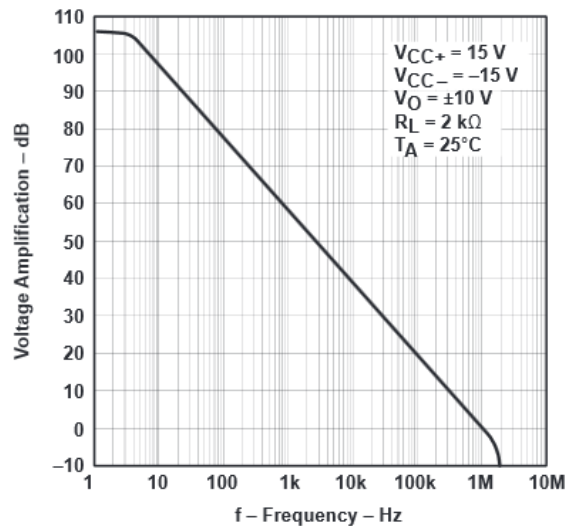


Figura 1: GBW – uA741

Tot i que els valors de guany i freqüència seran diferents per cada amplificador operacional, la resposta en freqüència sempre caurà a 20 dB/dec. Normalment els fabricants ens faciliten el GBW considerant un guany de 1, per tant, $GBW = BW$.

En definitiva, com més gran sigui el guany de l'amplificador operacional més petit serà l'ample de banda, i a l'inrevés.

- Slew-Rate (SR)

El Slew-Rate és la velocitat de variació de la tensió en funció del temps. Els amplificadors operacionals tenen un condensador de compensació que s'utilitza per controlar la resposta de freqüència en laïaç obert. La velocitat de l'amplificador operacional vindrà donada per la equació de carrega del condensador, per tant, la variació de la tensió en funció del temps ve donada per la següent equació:

$$i = C \cdot \frac{dv}{dt} \Rightarrow \frac{dv}{dt} = \frac{i}{C} = \mathbf{SR}$$

Si suposem un corrent de càrrega de 100 μA i un condensador de 30 pF, el SR seria de 3.3 V/ μs , que significa que la resposta no pot variar més ràpidament que 3.3 V en un microsegon.

El SR representa el pendent de la resposta de sortida enfront d'una entrada esglaió.

Idealment, el pendent de la resposta és infinit, però a la realitat això és totalment impossible, encara que a la realitat es poden trobar amplificadors d'alta velocitat que garanteixen un SR superior a 1000 V/ μs .

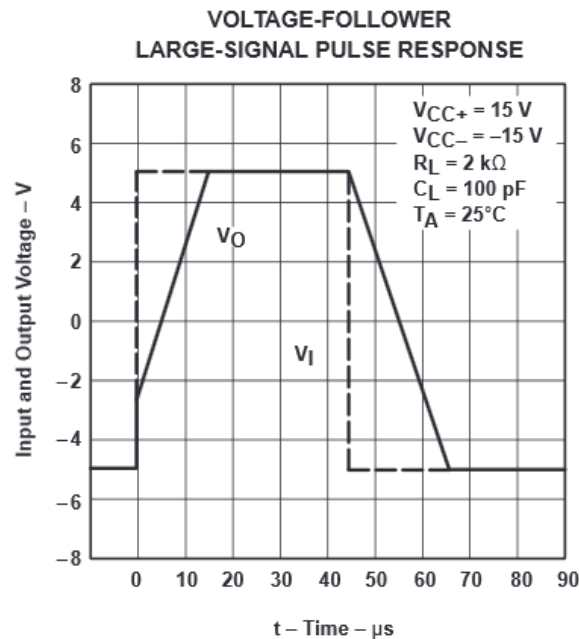


Figura 2: SR – uA741

- Rebuig en mode comú (CMRR – Common Mode Rejection Ratio)

La sortida d'un amplificador operacional en una configuració diferencial (la sortida és la diferència entre els dues entrades) li connectem el mateix senyal d'entrada a l'entrada inversora (-) com a la entrada no inversora (+), el senyal de sortida hauria de ser zero, però a la realitat no és així degut a la component en mode comú. La capacitat d'atenuar aquesta component en mode comú es coneix com a CMRR i s'expressa amb decibels (dB)

Per exemple, si el CMRR d'un amplificador operacional és de 100 dB significa que el senyal en mode comú seria 100 dB més petit que el senyal d'entrada.

De forma similar al producte-ampl de banda, el CMRR varia i es fa més petit a mesura que la freqüència dels senyals d'entrada.

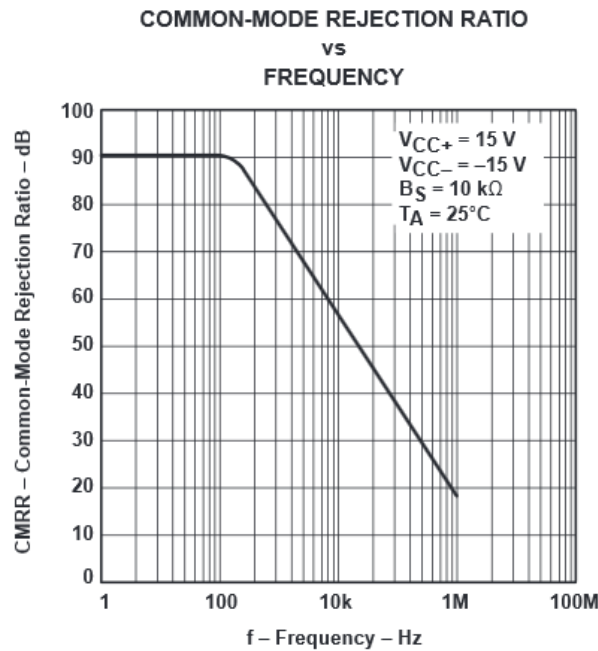


Figura 3: CMRR - uA741

- Power Supply Rejection Ratio (PSRR)

Similar al CMRR existeix el PSRR. Aquest és l'encarregat que l'arrissat i el soroll no es traslladin a la sortida de l'amplificador operacional. Igual que en el CMRR, el PSRR disminueix a mesura que la freqüència augmenta.

- Offset

L'offset son els nivells de continua no desitjats que apareixen a la sortida d'un circuit. L'offset pot donar mesures no del tot precises, per exemple, es pot obtenir una sortida de 100 mV i que el senyal real sigui de 99 mV amb -1 mV d'offset.

- Rise Time (Tr)

Aquest paràmetre és definit en base a la resposta a una entrada esglaió. És el temps que tarda el senyal de sortida a anar del 10% al 90% del seu valor final. Es calcula amb guany unitari i la seva relació amb l'ample de banda ve donada per la següent expressió:

$$BW = \frac{0.35}{t_r} \text{ (Hz)}$$

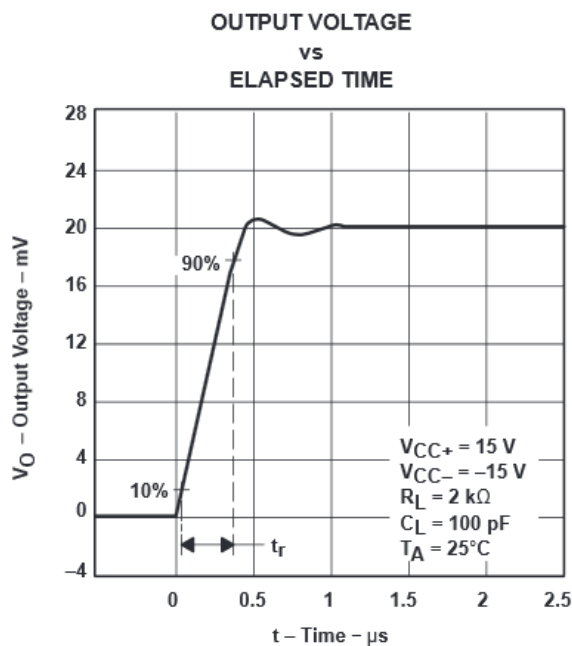


Figura 4: Tr - uA741

- Resistència d'entrada (R_{in})

És la resistència des de un terminal d'entrada amb l'altre entrada posada a terra. Idealment, aquesta resistència és infinita, tot i que a la realitat això no és possible i les resistències d'entrada dels amplificadors operacionals són a l'ordre del $M\Omega$.

- Resistència de sortida (R_o)

És la resistència vista des de el terminal de sortida. Es defineix sota condicions de petit senyal amb freqüències inferiors a 1 kHz.

- Tensió d'entrada diferencial (V_{id})

És la tensió màxima que es pot aplicar sense un flux excessiu de corrent als terminals diferencials de l'amplificador operacional.

- Corrent de sortida de l'amplificador operacional

És el corrent màxim que pot subministrar l'amplificador operacional a la càrrega.



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

**RESOLUCIÓ: LIMITACIONS DELS AMPLIFICADORS
OPERACIONALS**

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Entendre quines son les limitacions dels amplificadors operacionals
- Entendre el full de característiques dels amplificadors operacionals que proporciona el fabricant
- Comprovar experimentalment les limitacions dels amplificadors operacionals i comparar els resultats obtinguts amb els teòrics

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Voltímetre i amperímetre.
- Bossa de components passius
 - 2 Resistències de 1 k Ω
 - 1 Resistència de 10 k Ω
 - 1 Resistència de 390 k Ω
 - 1 Resistència de 47 Ω
 - 1 Potenciòmetre de 1 k Ω
 - 2 Condensadors de 100 nF
 - 1 Condensador de 100 pF
 - 1 Amplificador operacional uA741
 - 1 Amplificador operacional OPA350

3. Introducció teòrica de la pràctica

Sempre considerem i analitzem els amplificadors operacionals com a dispositius ideals. Tot i que és molt útil considerar-los ideals, per poder predir de forma precisa el comportament d'un circuit s'han de considerar les limitacions d'aquests.

Depenent quina aplicació tingui el nostre circuit amb amplificadors operacionals (Circuits d'alta freqüència, baixa freqüència, sotmès a variacions de temperatura o de la tensió d'alimentació, etc.) utilitzarem un amplificador operacional o un altre adequat a l'aplicació determinada.

Als annexes d'aquesta pràctica s'expliquen quines són les limitacions dels amplificadors operacionals més rellevants.

4. Estudi previ

4.1. Analitzeu els fulls de característiques de l'AO de propòsit general uA741 de Texas Instruments. Quines són les seves principals característiques segons el fabricant?

- Rise-Time: 0.3 μ s
- Slew-Rate: 0.5 V/ μ s
- CMRR: 90 dB
- Ios: \pm 25 mA
- GBP: 1 MHz
- Supply Voltage: \pm 15 V
- Input Resistance Rin: 2 M Ω
- Output Resistance Ro: 75 Ω

4.2. Analitzeu els fulls de característiques de l'AO d'alta velocitat rail-to-rail OPA350 de Burr-Brown-Texas Instruments. Quines són les seves principals característiques segons el fabricant?

- Slew-Rate: 22 V/ μ s
- CMRR: 84 dB
- Iout: 40 mA
- GBP: 38MHz
- Supply Voltage: 0 V – 5 V
- Output Resistance Ro: 1 k Ω - Realimentat: 0.001 Ω
- Gràfica OUTPUT VOLTAGE SWING vs OUTPUT CURRENT:

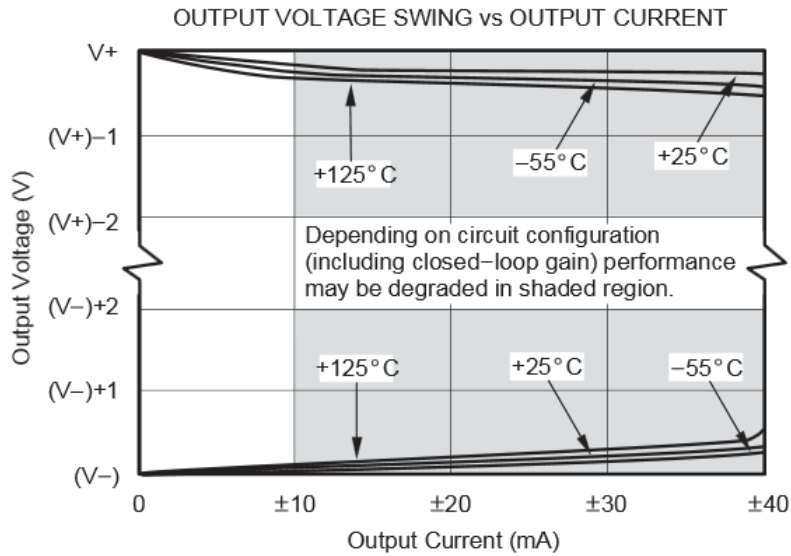


Figura 5: OUTPUT VOTAGE SWING vs OUTPUT CURRENT

4.3. Compareu els paràmetres obtinguts amb els que et proporciona el model d'amplificador operacional del programa de simulació PSIM (Op. Amp. Level-1).

- Input Resistance R_{in} : 10 M Ω
- DC Gain A_o : 100k
- Unit Gain Frequency: 10 MHz
- Output Resistance R_o : 80 Ω
- Maximum Output Current: 30 mA
- Supply Voltage: ± 5 V

4.4. Consulta quin son els preus d'aquests dos amplificadors operacionals a les pàgines més comunes de venda de components electrònics.

- uA741CP: 0,258 €
- OPA350PA: 3,26 €

5. Circuits i Mesures

5.1. Utilitzant l'amplificador operacional uA741

5.1.1. Munteu el circuit seguidor de la Figura 1. Ajusteu l'amplitud del senyal quadrat d'entrada, el nivell de continua i la freqüència i visualitzeu el senyal d'entrada i de sortida a l'oscil·loscopi de forma que us permeti mesurar el Slew-Rate. Són iguals les mesures quan la sortida passa de nivell baix a nivell alt que quan ho fa a l'inrevés? Per què? Compara el resultat amb el que et proporciona el fabricant.

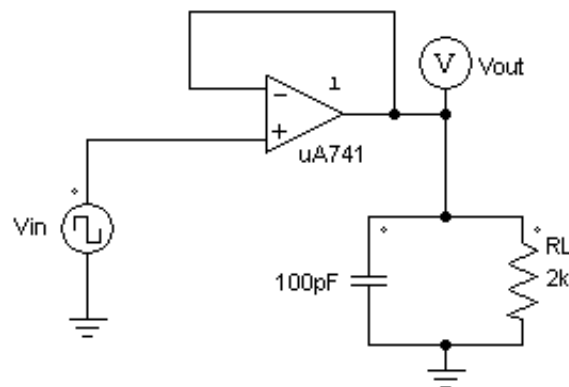


Figura 1: Seguidor de tensió

Un cop alimentat simètricament a ± 15 V l'amplificador operacional uA741 es posa com a senyal d'entrada un senyal quadrat de ± 5 V a una freqüència de 10 kHz. A l'oscil·loscopi s'observa al canal 1 el senyal d'entrada V_{in} i al canal 2 el senyal de sortida V_{out} .

Els resultats obtinguts són els següents:

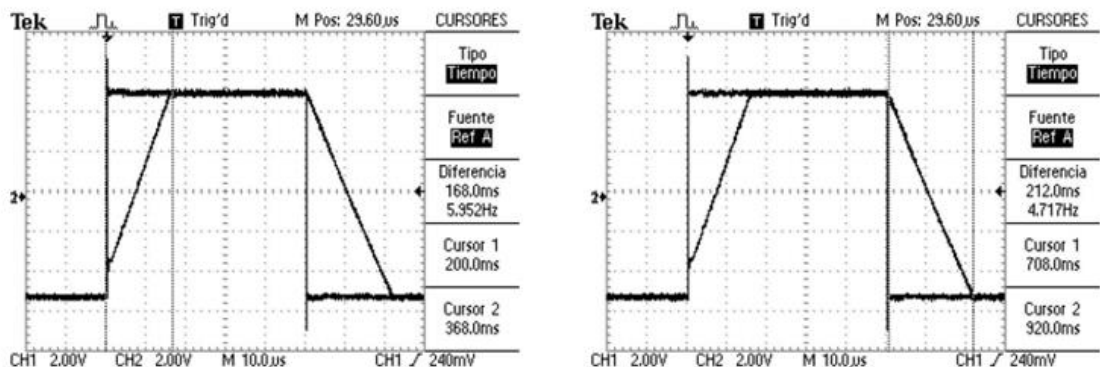


Figura 6: Slew-Rate de l'amplificador operacional uA741.

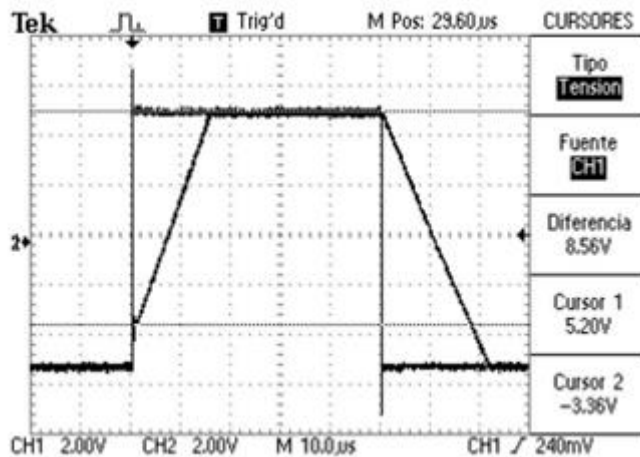


Figura 7: Slew-Rate de l'amplificador operacional uA741.

Analitzant el senyal de sortida es pot calcular el SR obtenint el pendent de la recta d'aquest senyal. En un temps de 16.8 ms la tensió passa de -3.36 V a 5.20 V, és a dir, una diferència de 8.56 V.

Com s'explica als annexes, el Slew-Rate és la variació de la tensió en funció del temps:

$$i = C \cdot \frac{dv}{dt} - \frac{i}{C} = \frac{dv}{dt} = \mathbf{SR}$$

Experimentalment s'obté un SR de $\frac{8.56 \text{ V}}{16.8 \text{ ms}} = 0.51 \text{ V}/\mu\text{s}$

El fabricant diu que el SR del uA741 és de 0.50 V/ μ s, per tant, el resultat coincideix amb el teòric.

- 5.1.2. Ajusteu l'offset del generador per tal de tenir un senyal d'entrada quadrat que vagi de 0 a 0.5 V. Mesureu quin és el Rise Time i comproveu el resultat amb el que ens proporciona el fabricant.

Com s'explica als annexes, el Rise-Time és el temps que tarda el senyal de sortida a anar del 10% al 90% del seu valor final un cop se li aplica una entrada esglaó. Per aconseguir aquesta entrada s'utilitza un senyal d'entrada quadrat i s'ajusta l'offset per tal de tenir un senyal de 0 a 500 mV. S'utilitza una tensió tant petita ja que el fabricant dona el valor del Rise-Time quan el senyal de sortida va de 0 a 20 mV i 0.5 V d'amplitud és el mínim valor de tensió que proporciona el generador de funcions utilitzat.

El resultat és el següent:

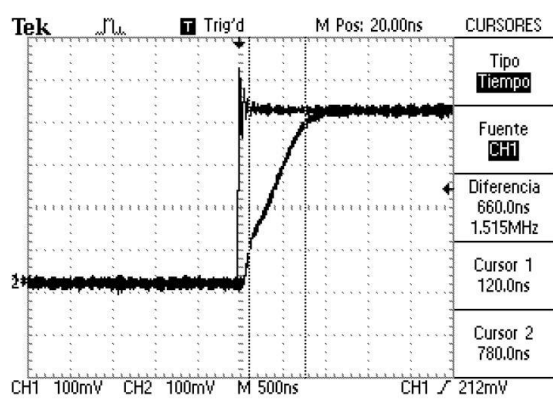


Figura 8: Rise-Time de l'amplificador operacional uA741.

El resultat obtingut és de $0.66 \mu\text{s}$ quan el fabricant ens diu que el Rise-Time és de $0.3 \mu\text{s}$.

- 5.1.3. Canvieu el senyal d'entrada al circuit de la Figura 1 per un senyal continu de 1V d'amplitud i substituïu la resistència de càrrega per una de 47Ω per a poder mesurar quin és el corrent de sortida de l'amplificador operacional. S'assembla al que ens proporciona el fabricant? És el mateix si apliquem un senyal d'entrada de -1V?

S'obté un corrent de sortida de 19.4 mA quan s'aplica un senyal d'entrada d'1V i un corrent de sortida de -18.8 mA quan s'aplica un senyal d'entrada de -1V. El fabricant diu que el corrent de sortida és de $\pm 25 \text{ mA}$, però a la realitat és més d'un 20% menor. Això és degut a que la resistència que s'utilitza encara es massa gran per poder arribar al corrent de sortida que proporciona el fabricant. Si es disminuís encara més aquesta resistència s'aproparia més al valor teòric.

- 5.1.4. Mantenint les alimentacions i la càrrega de l'apartat 5.1.1 munteu un amplificador inversor com el de la Figura 2 de guany -39 amb resistors més grans de $10 \text{ k}\Omega$. Mesureu el producte guany-ample de banda de l'amplificador uA741. Feu servir un senyal d'entrada sinusoidal amb el nivell de continua al punt mig de les alimentacions; ajusteu la seva amplitud perquè no se saturin els circuits (si el fabricant us dóna indicacions intenteu seguir-les) i determineu la freqüència de tall de l'amplificador realimentat. Expliqueu els ajustaments i el procediment que heu seguit en cada cas i visualitzeu les formes d'ona significatives a l'oscil·loscopi.

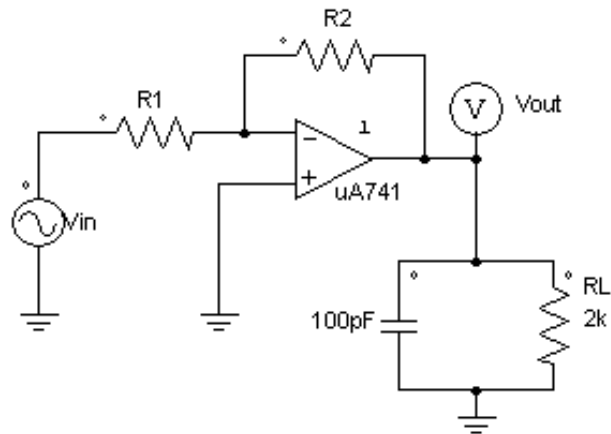


Figura 2: Circuit amplificador inversor de guany $-R2/R1$

Com que l'amplificador operacional uA741 està alimentat a $\pm 15\text{ V}$, el valor màxim de tensió a la sortida (teòricament) serà de $\pm 15\text{ V}$, per tant, amb un guany de -39 que s'obté amb una resistència $R2$ de $390\text{ k}\Omega$ i $R1$ de $10\text{ k}\Omega$, el senyal d'entrada ha de ser molt petit per a que la sortida no superi el valor de les tensions d'alimentació dels amplificadors operacionals.

El primer pas és verificar que s'obté el guany desitjat:

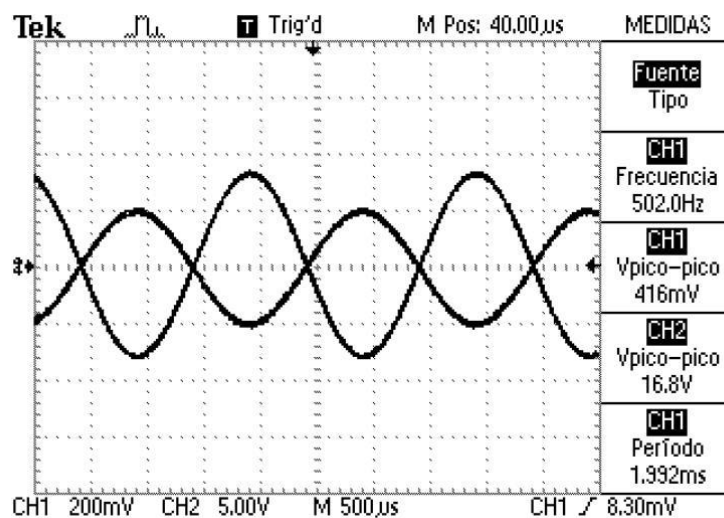


Figura 9: Guany de -39 utilitzant l'amplificador operacional uA741

El guany obtingut és de $\frac{16.8\text{ V}}{0.416\text{ V}} = 40.38$

A continuació es calcula el producte guany-ampl de banda. Per això s'augmenta la freqüència fins que el senyal de sortida caigui -3dB , és a dir, $\frac{16.8}{\sqrt{2}} = 11.4\text{ V}$

Això succeeix quan la freqüència és de 14.88 kHz.

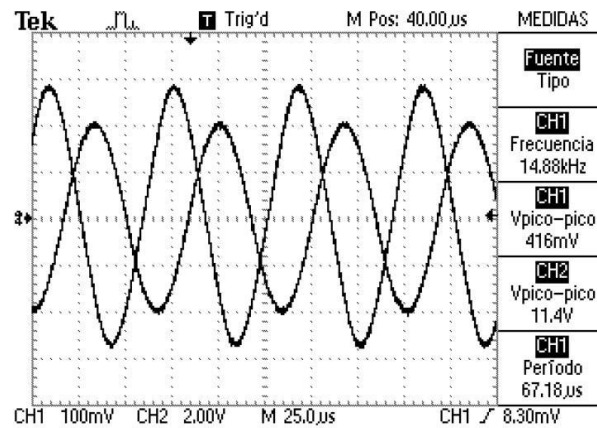


Figura 10: Producte guany-ample de banda de l'amplificador operacional uA741.

Si es fa el producte guany-ample de banda el resultat és de $14.88 \text{ kHz} \cdot 39 = 580.32 \text{ kHz}$. El fabricant diu que el producte guany-ample de banda és de 1 MHz, com es pot veure, a la realitat es molt inferior.

5.1.5. Augmenteu el senyal d'entrada fins que es saturin els amplificadors operacionals. Teòricament quins valors s'haurien d'obtenir? Coincideixen els resultats obtinguts experimentalment amb els teòrics?

Teòricament els operacionals es saturen quan la sortida assoleix el valor de les tensions d'alimentació, per tant, es saturen a $\pm 15 \text{ V}$, és a dir, 30 V de pic a pic.

A la realitat no és així, el resultat obtingut és de 27.4 V de pic a pic i no de forma simètrica, tal i com es veu a la captura de l'oscil·loscopi.

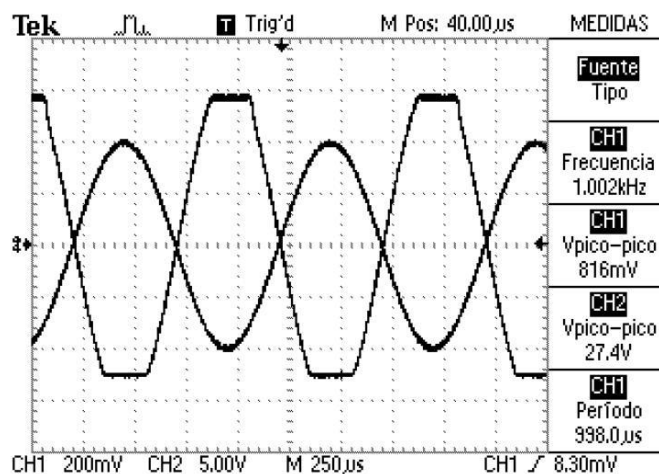


Figura 11: Saturació de l'amplificador operacional uA741.

5.2. Utilitzant l'amplificador operacional OPA350 (Tenir en compte que ara les alimentacions de l'amplificador operacional canvien):

5.2.1. Munteu el circuit seguidor de la Figura 3. Ajusteu l'amplitud del senyal quadrat d'entrada, el nivell de continua i la freqüència i visualitzeu el senyal d'entrada i de sortida a l'oscil·loscopi de forma que us permeti mesurar el Slew-Rate. Compara el resultat amb el que et proporciona el fabricant.

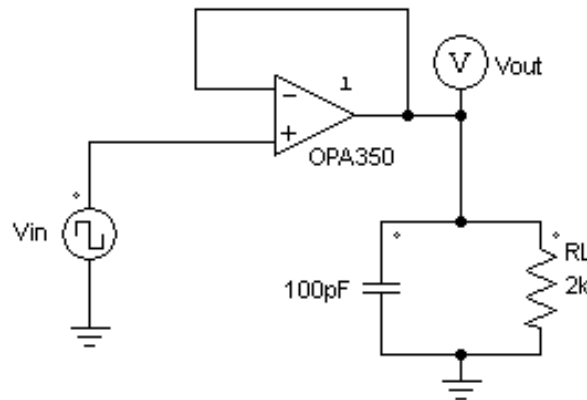


Figura 3: Seguidor de tensió

Un cop alimentat a +5 V – 0 V l'amplificador operacional OPA350 es posa com a senyal d'entrada un senyal quadrat de 5 V d'amplitud a una freqüència de 10 kHz. A l'oscil·loscopi s'observa al canal 1 el senyal d'entrada Vin i al canal 2 el senyal de sortida Vout.

Els resultats obtinguts són els següents:

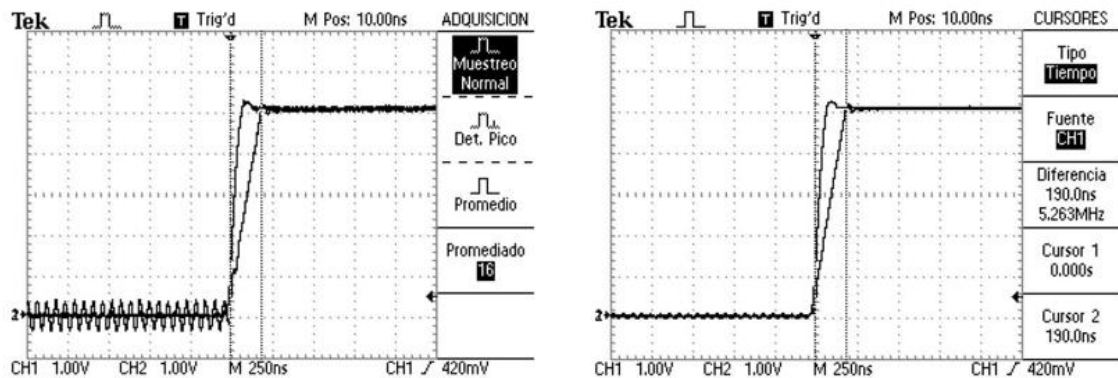


Figura 12: Slew-Rate de l'amplificador operacional OPA350.

Per visualitzar el senyal d'entrada de forma més precisa es fa un promitjat de 16 per tal que la mesura del Slew-Rate es pugui veure més clarament.

Analitzant el senyal de sortida es pot calcular el SR obtenint el pendent de la recta d'aquest senyal. En un temps de 190 ns la tensió passa de 0 V a 5 V, és a dir, una diferència de 5 V.

Com s'explica als annexes, el Slew-Rate és la variació de la tensió en funció del temps:

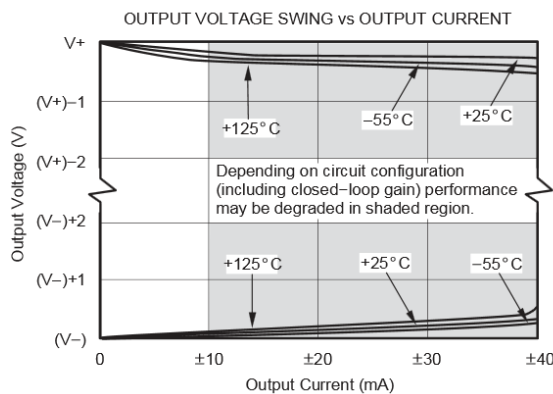
$$i = C \cdot \frac{dv}{dt} \rightarrow \frac{i}{C} = \frac{dv}{dt} = \mathbf{SR}$$

Experimentalment s'obté un SR de $\frac{5V}{190\text{ ns}} = 26.31\text{ V}/\mu\text{s}$

El fabricant diu que el SR del OPA350 és de 22 V/ μ s, per tant, el resultat obtingut és millor del que proporciona el fabricant.

- 5.2.2. Substituiu la resistència de càrrega per un potenciòmetre de 1 k Ω i connecteu a l'entrada un senyal de 5 V DC. Aneu disminuint el valor de la resistència de càrrega mentre mesureu la tensió i el corrent de sortida de l'amplificador operacional. Preneu mesures del corrent de sortida quan la tensió de sortida varia de 5 V a 4.5 V. Coincideixen amb els de la gràfica OUTPUT VOLTAGE SWING vs OUTPUT CURRENT obtinguda a l'estudi previ?

Els valors obtinguts són els següents:



Output Current (mA)	Output Voltage (V)
4,41	4,93
8,17	4,87
13,28	4,8
16,44	4,75
19,05	4,7
22,8	4,65
25,15	4,61
30	4,51
34	4,45
36,8	4,4

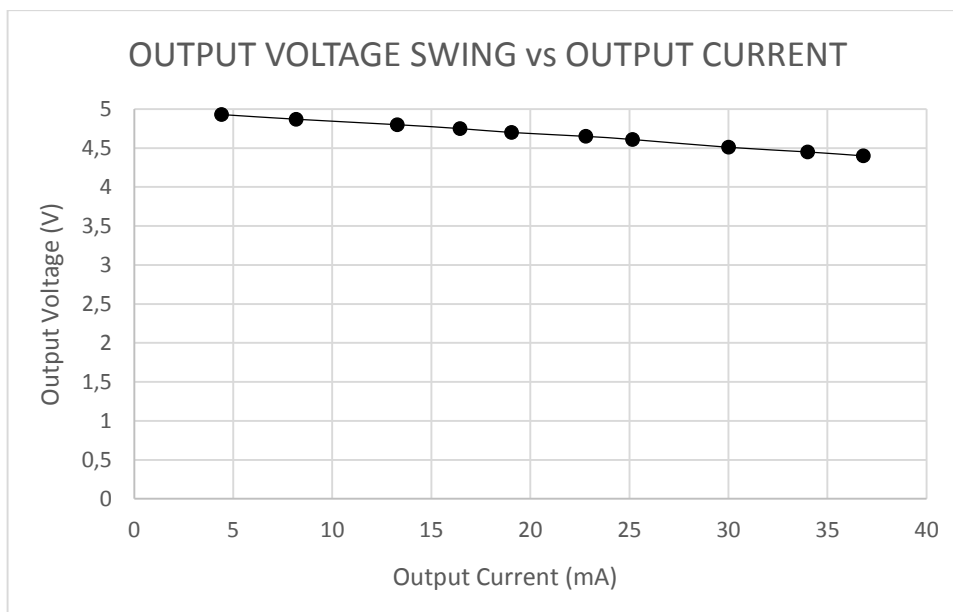


Figura 13: OUTPUT VOLTAGE SWING vs OUTPUT CURRENT de l'OPA 350.

Si es compara la gràfica que proporciona el fabricant amb l'obtinguda experimentalment es pot veure que fins a 13 mA els resultats obtinguts són molt semblants als teòrics. Tot i que el pendent de la corba s'hauria de suavitzar i decreixer menys ràpidament, a la realitat es pot veure que no és del tot així, tot i que les diferències obtingudes difereixen molt poc (0.1 V – 0.2 V)

- 5.2.3. Mantenint les alimentacions i la càrrega de l'apartat 5.2.1 munteu un amplificador no inversor com el de la Figura 4 de guany 40 amb resistors més grans de 10 k Ω . Mesureu el producte guany-ample de banda de l'amplificador OPA350. Feu servir un senyal d'entrada sinusoidal que vagi de 0 a 100 mV d'amplitud de pic a pic, per a això, poseu una atenuació de 20dB al generador de funcions. Determineu la freqüència de tall de l'amplificador realimentat. Expliqueu els ajustaments i el procediment que heu seguit en cada cas i visualitzeu les formes d'ona significatives a l'oscil·loscopi. Correspon el resultat obtingut amb el producte guany-ample de banda que proporciona el fabricant?

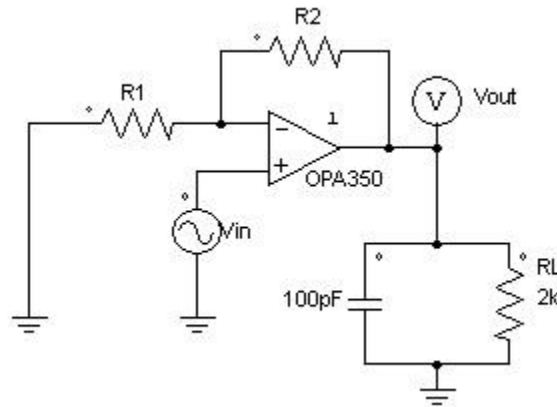


Figura 4: Circuit amplificador no inversor de guany $(R2/R1)+1$

Com que l'amplificador operacional OPA350 està alimentat a 0 V - 5 V, el valor màxim de tensió a la sortida serà de 5 V, per tant, amb un guany de 40 que s'obté amb una resistència R2 de 390 kΩ i R1 de 10 kΩ, el senyal d'entrada ha de ser molt petit per a que la sortida no superi el valor de les tensions d'alimentació dels amplificadors operacionals.

El primer pas és verificar que s'obté el guany desitjat:

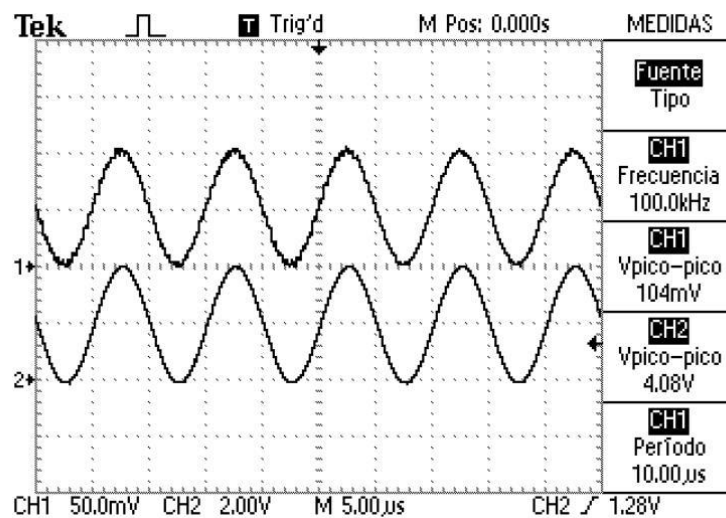


Figura 14: Guany de -39 utilitzant l'amplificador operacional OPA350.

El guany obtingut és de $\frac{4.08 V}{104 mV} = 39.23$

A continuació es calcula el producte guany-amplé de banda. Per això s'augmenta la freqüència fins que el senyal de sortida caigui -3dB, és a dir, $\frac{4.08}{\sqrt{2}} = 2.88 V$

Això succeeix quan la freqüència és de 1.2 MHz aproximadament.

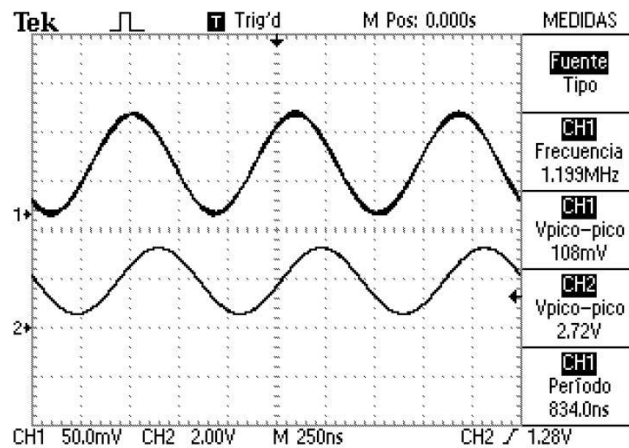


Figura 15: Producte guany-ample de banda de l'amplificador operacional OPA350

Si es fa el producte guany-ample de banda el resultat és de $1.2 \text{ MHz} \cdot 39.23 \approx 46 \text{ MHz}$. El fabricant diu que el producte guany-ample de banda és de 38 MHz , com es pot veure, a la realitat es superior.

- 5.2.4. Augmenteu el senyal d'entrada fins que es saturi l'amplificador. Teòricament quins valors s'haurien d'obtenir? Coincideixen els resultats obtinguts experimentalment amb els teòrics?

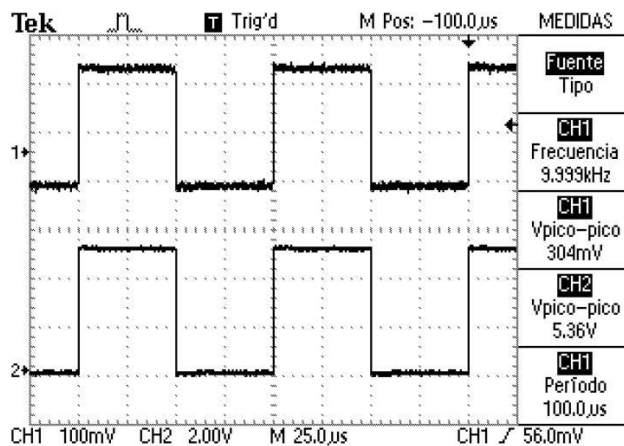


Figura 16: Saturació de l'amplificador operacional OPA350.

Teòricament els operacionals es saturen quan la sortida assoleix el valor de les tensions d'alimentació, per tant, es satura a $0 \text{ V} - 5 \text{ V}$.

A la realitat es pot veure que és així, el resultat obtingut és 0 V a 5.36 V . Teòricament la sortida de l'amplificador operacional no hauria de superar els 5 V , tot i que el marge de

valors d'alimentació del OPA350 és de 0 V a 7 V i es probable que els 5V de la tensió de la font d'alimentació en realitat siguin 5.36 V aproximadament.

6. Annexes

ANNEX: LIMITACIONS DELS AMPLIFICADORS OPERACIONALS

A continuació es mostren algunes de les limitacions dels amplificadors operacionals:

- Resposta en freqüència

El guany del circuit sempre serà pla des de freqüències mitges fins a la regió de continua i normalment es produirà una caiguda a freqüències altes.

- Producte guany-ample de banda (GBW)

$$GBW = A \cdot BW$$

- A = Guany
- BW = Ample de banda.

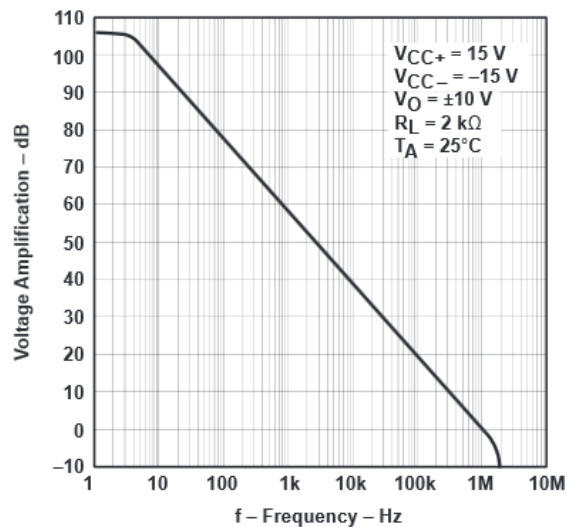


Figura 1: GBW – uA741

Tot i que els valors de guany i freqüència seran diferents per cada amplificador operacional, la resposta en freqüència sempre caurà a 20 dB/dec. Normalment els fabricants ens faciliten el GBW considerant un guany de 1, per tant, $GBW = BW$.

En definitiva, com més gran sigui el guany de l'amplificador operacional més petit serà l'ample de banda, i a l'inrevés.

- Slew-Rate (SR)

El Slew-Rate és la velocitat de variació de la tensió en funció del temps. Els amplificadors operacionals tenen un condensador de compensació que s'utilitza per controlar la resposta de freqüència en llaç obert. La velocitat de l'amplificador operacional vindrà donada per la equació de carrega del condensador, per tant, la variació de la tensió en funció del temps ve donada per la següent equació:

$$i = C \cdot \frac{dv}{dt} \Rightarrow \frac{dv}{dt} = \frac{i}{C} = \mathbf{SR}$$

Si suposem un corrent de càrrega de 100 μA i un condensador de 30 pF, el SR seria de 3.3 V/ μs , que significa que la resposta no pot variar més ràpidament que 3.3 V en un microsegon.

El SR representa el pendent de la resposta de sortida enfront d'una entrada esglaió.

Idealment, el pendent de la resposta és infinit, però a la realitat això és totalment impossible, encara que a la realitat es poden trobar amplificadors d'alta velocitat que garanteixen un SR superior a 1000 V/ μs .

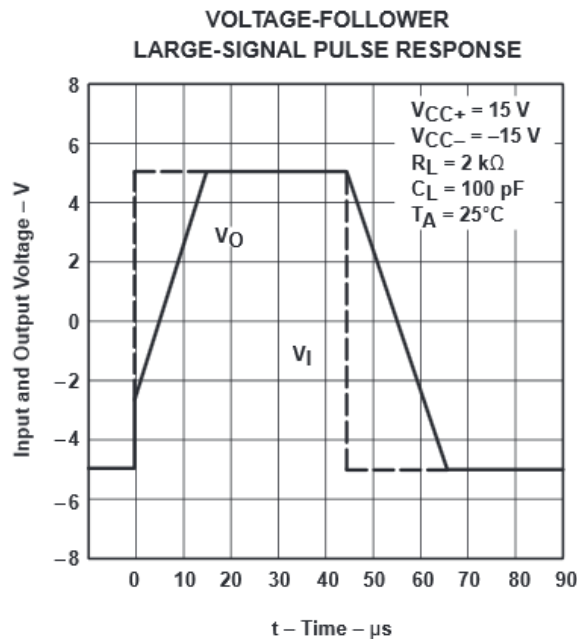


Figura 2: SR – uA741

- Rebuig en mode comú (CMRR – Common Mode Rejection Ratio)

La sortida d'un amplificador operacional en una configuració diferencial (la sortida és la diferència entre els dues entrades) li connectem el mateix senyal d'entrada a l'entrada inversora (-) com a la entrada no inversora (+), el senyal de sortida hauria de ser zero, però a la realitat no és així degut a la component en mode comú. La capacitat d'atenuar aquesta component en mode comú es coneix com a CMRR i s'expressa amb decibels (dB)

Per exemple, si el CMRR d'un amplificador operacional és de 100 dB significa que el senyal en mode comú seria 100 dB més petit que el senyal d'entrada.

De forma similar al producte-ampl de banda, el CMRR varia i es fa més petit a mesura que la freqüència dels senyals d'entrada.

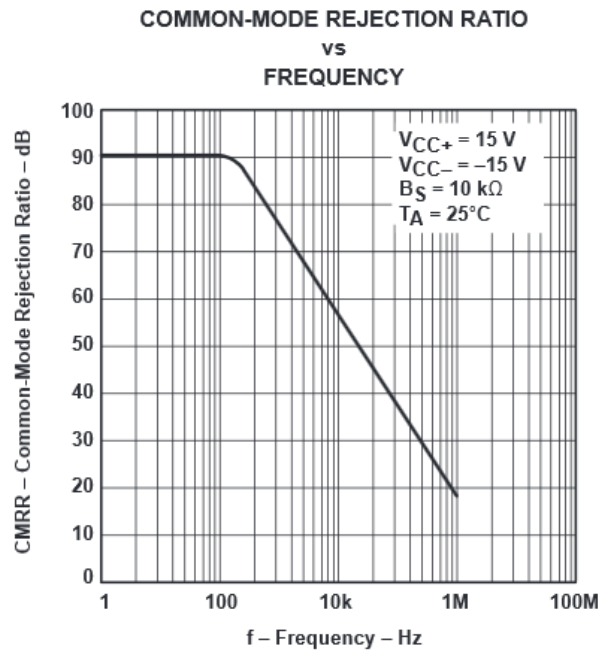


Figura 3: CMRR - uA741

- Power Supply Rejection Ratio (PSRR)

Similar al CMRR existeix el PSRR. Aquest és l'encarregat que l'arrissat i el soroll no es traslladin a la sortida de l'amplificador operacional. Igual que en el CMRR, el PSRR disminueix a mesura que la freqüència augmenta.

- Offset

L'offset son els nivells de continua no desitjats que apareixen a la sortida d'un circuit. L'offset pot donar mesures no del tot precises, per exemple, es pot obtenir una sortida de 100 mV i que el senyal real sigui de 99 mV amb -1 mV d'offset.

- Rise Time (Tr)

Aquest paràmetre és definit en base a la resposta a una entrada esglaió. Es el temps que tarda el senyal de sortida a anar del 10% al 90% del seu valor final. Es calcula amb guany unitari i la seva relació amb l'ample de banda ve donada per la següent expressió:

$$BW = \frac{0.35}{t_r} \text{ (Hz)}$$

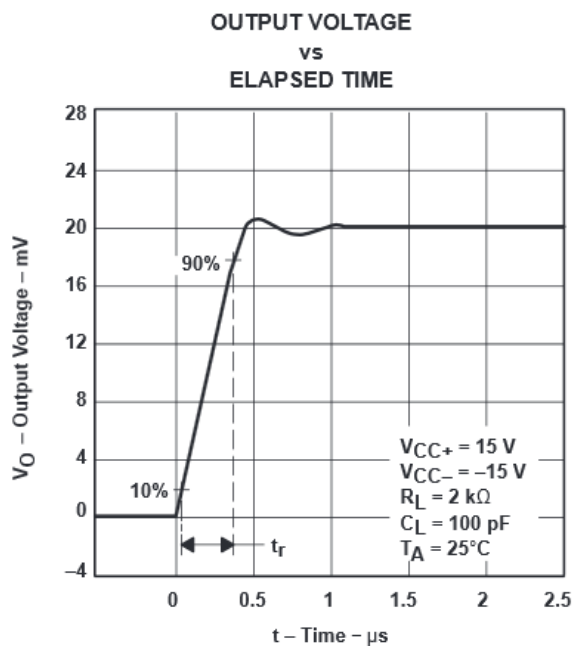


Figura 4: T_r - uA741

- Resistència d'entrada (R_{in})

És la resistència des de un terminal d'entrada amb l'altre entrada posada a terra. Idealment, aquesta resistència és infinita, tot i que a la realitat això no és possible i les resistències d'entrada dels amplificadors operacionals són a l'ordre del $M\Omega$.

- Resistència de sortida (R_o)

És la resistència vista des de el terminal de sortida. Es defineix sota condicions de petit senyal amb freqüències inferiors a 1 kHz.

- Tensió d'entrada diferencial (V_{id})

És la tensió màxima que es pot aplicar sense un flux excessiu de corrent als terminals diferencials de l'amplificador operacional.

- Corrent de sortida de l'amplificador operacional

És el corrent màxim que pot subministrar l'amplificador operacional a la càrrega.

Annex 2: Pràctica “Oscil·lador de desplaçament de fase”

En aquest annex es mostra l'enunciat i resolució de la pràctica Oscil·lador de desplaçament de fase.



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

ENUNCIAT: OSCIL·LADOR DE DESPLAÇAMENT DE FASE

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Entendre el concepte de oscil·lador
- Utilització dels instruments del laboratori

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Bossa de components passius
 - 2 resistències de 1 k Ω
 - 1 potenciòmetre de 1 k Ω
 - 1 condensador de 10 nF
 - 1 bobina de 22 mH
 - 1 amplificador operacional uA741
 - 1 resistència de 12 k Ω
 - 1 resistència de 4.7 k Ω
 - 2 condensadors de 100 nF

3. Introducció teòrica de la pràctica

Moltes vegades és necessari generar ones d'una determinada forma, freqüència i amplitud. Un oscil·lador és un circuit electrònic que genera una sortida periòdica sense una font d'entrada independent.

A teoria s'han explicat els avantatges de la realimentació negativa, on una part del senyal de sortida s'aplica a l'entrada i es suma desfasada amb el senyal d'entrada, amplificant la diferència entre aquests els dos senyals. D'aquesta manera s'obté una estabilitat a la resposta del circuit, ja que el guany en llaç obert és molt gran i el senyal diferencial és molt petit.

En els oscil·ladors, la generació de senyals es realitza mitjançant estructures de realimentació positiva on intervenen components que posseeixen característiques d'emmagatzemat

d'energia, com condensadors o bobines, fet que permet dissenyar patrons de dependència temporal a la sortida.

Mentre que el circuit es mantingui alimentat, el senyal de sortida es generarà de forma pràcticament indefinida. Aquest estat es denomina oscil·lació.

Per a mantenir la oscil·lació, el guany en llaç tancat ha de ser igual o major que u, i la fase del bucle ha de ser $N \cdot 360^\circ$, on $N = 0, 1, 2, \dots$

4. Estudi previ

4.1. Analitzeu el circuit de la Figura 1:

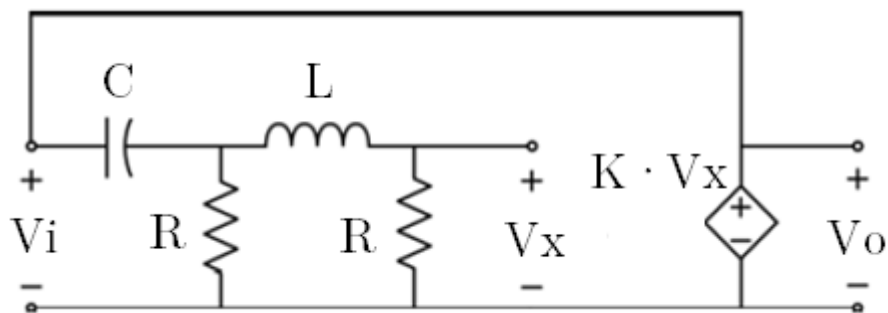


Figura 1: Circuit oscil·lador de desplaçament de fase

4.1.1. Obteniu la relació:

$$a(s) = \frac{V_x(s)}{V_i(s)}$$

4.1.2. Dibuixeu l'LGA del circuit suposant un amplificador operacional ideal i, per tant, una realimentació positiva de tipus proporcional.

$$f(s) = -K; K \in \mathbb{R}^+$$

Considereu: $C=10\text{nF}$, $L=22\text{mH}$, $R=1\text{k}\Omega$.

4.1.3. Obteniu el valor de K que situa els pols de llaç tancat a sobre de l'eix imaginari. Trobeu també l'expressió de la freqüència d'oscil·lació ω_{osc} .

4.2. Analitzeu el circuit de la Figura 3:

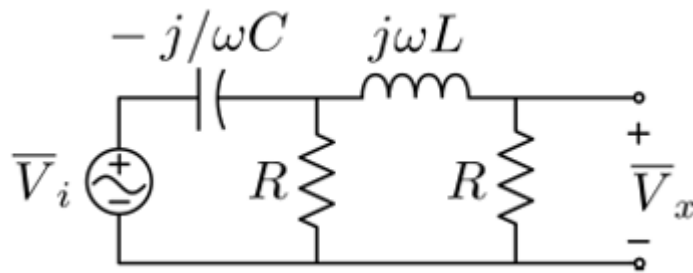


Figura 3: Circuit transformat a fasorial de la xarxa de desplaçament de fase

4.2.1. Obteniu la relació:

$$a(j\omega) = \frac{\bar{V}_x}{\bar{V}_i}$$

4.2.2. Dibuixeu el diagrama de bode del guany del llaç

4.2.3. Comproveu que de la condició d'argument es pot obtenir la mateixa freqüència d'oscil·lació ω_{osc} que a l'apartat 3.1 i que de la condició de mòdul s'obté el valor de K.

$$\begin{aligned} \arg[T(j\omega_{osc})] &= 180^\circ \\ |T(j\omega_{osc})| &= 1 \end{aligned}$$

4.2.4. Verifiqueu que les expressions per a la freqüència d'oscil·lació ω_{osc} i el valor corresponent de K, també es poden obtenir de:

$$\begin{aligned} \text{Im}[a(j\omega_{osc})] &= 0 \\ a(j\omega_{osc}) &= 1/K \angle 0^\circ \end{aligned}$$

4.3. Calculeu ω_{osc} , $f_{osc} = \frac{\omega_{osc}}{2\pi}$ i K amb les dades següents:

$$C = 10 \text{ nF}; L = 22 \text{ mH}; R = 1 \text{ k}\Omega$$

4.4. Calculeu el valor de la resistència del circuit amplificador no inversor de la Figura 2, suposant que $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$, perquè es comporti com una font de tensió controlada per tensió amb el guany K calculat prèviament. Trieu la resistència d'entre les que teniu disponibles que en sèrie amb el potenciòmetre d'1 k Ω permeti obtenir el valor de la resistència R1 calculada.

4.5. Simuleu amb PSIM el circuit oscil·lador de la Figura 1, connectant adientment els circuits analitzats als apartats anteriors. Utilitzeu el model d'amplificador

operacional que trobareu al menú Elements/power/other/Op.Amp. Modifiqueu els paràmetres de les tensions d'alimentació de l'AO a +15 V i -15 V. Fixeu-vos que no hi ha cap font independent, només la font controlada implementada amb l'amplificador no inversor. Perquè el circuit arrenqui a oscil·lar cal donar una petita energia inicial, per exemple, una condició inicial d'1 mV a la tensió del condensador, i donar un guany K una mica més gran que el calculat a l'apartat 3.3, per exemple, amb un valor d' R_1 un 10% més petit. Observeu els senyals V_x i V_o i en règim permanent i mesureu la freqüència d'oscil·lació mitjançant l'eina FFT.

5. Circuits i Mesures

- 5.1. Construïu el circuit de la Figura 1 amb els components especificats a l'apartat 3.2. Com a senyal d'entrada poseu un de sinusoidal amb 10 V d'amplitud i offset zero i ajusteu-li la freqüència perquè el desfasament entre l'entrada i la sortida sigui zero. Compareu aquesta freqüència amb la de l'estudi previ. Mesureu l'amplitud de la sortida i obteniu K a partir d'aquesta mesura.
- 5.2. Construïu el circuit amplificador no inversor de la Figura 2 amb els components calculats a l'apartat 3.4 amb les tensions d'alimentació de l'AO a +15 V i -15 V. Per a poder ajustar el guany, munteu un potenciòmetre de 1 k Ω en sèrie amb R_1 . Connecteu a l'entrada del circuit amplificador no inversor el senyal sinusoidal de sortida del circuit de l'apartat 4.1 i ajusteu l'amplitud d'aquest senyal per tal que la sortida de l'amplificador operacional sigui un senyal sinusoidal. També ajusteu el resistor variable per tal que el guany de l'amplificador inversor sigui igual a la K mesurada anteriorment. Comproveu també que el guany total és 1.
- 5.3. Desconnecteu el generador sinusoidal de l'entrada del circuit i connecteu en el seu lloc la sortida de l'AO tancant així el llaç de realimentació positiva seguint l'esquema de la Figura 1. Si el circuit no oscil·la reduïu una mica el valor del resistor variable per augmentar el guany del llaç. Apagar i encendre l'alimentació de l'AO pot ajudar a fer arrencar l'oscil·lació. Observeu els senyals i a l'oscil·loscopi i mesureu les seves amplituds i la seva freqüència d'oscil·lació.



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

RESOLUCIÓ: OSCIL·LADOR DE DESPLAÇAMENT DE FASE

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Entendre el concepte de oscil·lador
- Utilització dels instruments del laboratori

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Bossa de components passius
 - 2 resistències de 1 k Ω
 - 1 potenciòmetre de 1 k Ω
 - 1 condensador de 10 nF
 - 1 bobina de 22 mH
 - 1 amplificador operacional uA741
 - 1 resistència de 12 k Ω
 - 1 resistència de 4.7 k Ω
 - 2 condensadors de 100 nF

3. Introducció teòrica de la pràctica

Moltes vegades és necessari generar ones d'una determinada forma, freqüència i amplitud. Un oscil·lador és un circuit electrònic que genera una sortida periòdica sense una font d'entrada independent.

A teoria s'han explicat els avantatges de la realimentació negativa, on una part del senyal de sortida s'aplica a l'entrada i es suma desfasada amb el senyal d'entrada, amplificant la diferència entre aquests dos senyals. D'aquesta manera s'obté una estabilitat a la resposta del circuit, ja que el guany en llaç obert és molt gran i el senyal diferencial és molt petit.

En els oscil·ladors, la generació de senyals es realitza mitjançant estructures de realimentació positiva on intervenen components que posseeixen característiques d'emmagatzemat

d'energia, com condensadors o bobines, fet que permet dissenyar patrons de dependència temporal a la sortida.

Mentre que el circuit es mantingui alimentat, el senyal de sortida es generarà de forma pràcticament indefinida. Aquest estat es denomina oscil·lació.

Per a mantenir la oscil·lació, el guany en llaç tancat ha de ser igual o major que u, i la fase del bucle ha de ser $N \cdot 360^\circ$, on $N = 0, 1, 2, \dots$

4. Estudi previ

4.1. Analitzeu el circuit de la Figura 1:

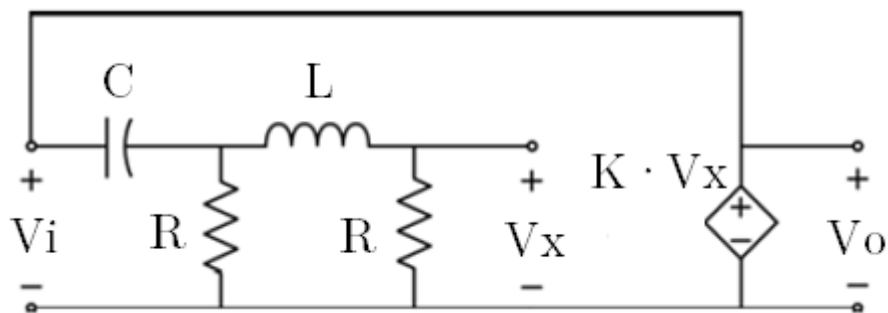


Figura 1: Circuit oscil·lador de desplaçament de fase

4.1.1. Obteniu la relació:

$$a(s) = \frac{V_x(s)}{V_i(s)}$$

Per a obtenir la relació entre $V_x(s)$ i $V_i(s)$ s'analitza el node entre C, R i L:

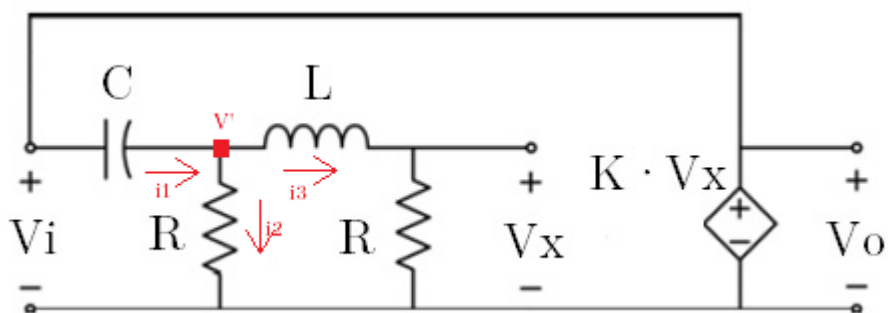


Figura 2: Anàlisi del circuit oscil·lador de desplaçament de fase

Transformant el circuit a fasorial s'obtenen les següents expressions:

- $V_i = \frac{1}{C \cdot s} \cdot I_1 + I_2 \cdot R$
- $V' = I_2 \cdot R \rightarrow I_2 = \frac{V'}{R}$
- $V_X = I_3 \cdot R$
- $V' - V_X = I_3 \cdot L \cdot s \rightarrow V' = I_3 \cdot L \cdot s + V_X$

Analitzant el circuit mitjançant Kirchoff al node V' s'observa que $I_1 = I_2 + I_3$

$$I_2 = \frac{I_3 \cdot (L \cdot s + R)}{R}$$

Per tant:

$$I_1 = \frac{I_3 \cdot (L \cdot s + R)}{R} + I_3$$

$$I_1 = \frac{\frac{V_X}{R} \cdot (L \cdot s + R)}{R} + \frac{V_X}{R} = \frac{\frac{V_X}{R} \cdot (L \cdot s + R) + V_X}{R}$$

$$I_1 = \frac{V_X \cdot (L \cdot s + R) + R \cdot V_X}{R^2}$$

Substituint I_1 i I_2 a l'expressió de V_i anterior:

$$V_i = \frac{1}{C \cdot s} \cdot \frac{V_X \cdot (L \cdot s + R) + R \cdot V_X}{R^2} + \frac{(L \cdot s + R)}{R} \cdot R$$

$$V_i = V_X \left(\frac{(L \cdot s + R) + R + (L \cdot s + R) \cdot RCs}{CsR^2} \right)$$

Per tant:

$$\frac{V_X}{V_i} = a(s) = \frac{C \cdot s \cdot R^2}{RLCs^2 + (R^2C + L)s + 2R}$$

4.1.2. Dibuixeu l'LGA del circuit suposant un amplificador operacional ideal i, per tant, una realimentació positiva de tipus proporcional.

$$f(s) = -K; K \in \mathbb{R}^+$$

Considereu: $C=10\text{nF}$, $L=22\text{mH}$, $R=1\text{k}\Omega$.

L'expressió amb la que es treballa per dibuixar el lloc geomètric de les arrels és la següent:

$$T(s) = a(s) \cdot f(s) = -k \cdot \frac{C \cdot s \cdot R^2}{RLCs^2 + (R^2C + L)s + 2R}$$

LGA:

$$T(s) = -k \cdot \frac{C \cdot s \cdot R^2}{RLCs^2 + (R^2C + L)s + 2R}$$

$$T(s) = -k \cdot \frac{0.01s}{2.2 \cdot 10^{-7}s^2 + 0.032s + 2000}$$

- Pols

$$RLCs^2 + (R^2C + L)s + 2R = 0$$

$$2.2 \cdot 10^{-7}s^2 + 0.032s + 2000 = 0$$

$$S_1 = -72727.3 + 61657j, S_2 = -72727.3 - 61657j$$

- Zeros

$$S=0$$

- Número d'asímtotes

$$n-m=2-1=1$$

- Angle de l'asímtota

Tenint en compte que la realimentació és positiva:

$$\Theta_A = (-2a \pi)/(n-m).$$

$$\Theta_A = -\frac{2 \cdot a \cdot \pi}{n - m} = 0$$

- Punt de tall amb l'eix jw :

L'equació característica és $1+T(s)=0$:

$$0 = 1 - k \cdot \frac{C \cdot s \cdot R^2}{RLCs^2 + (R^2C + L)s + 2R}$$

$$0 = RLCs^2 + (R^2C + L)s + 2R - k \cdot C \cdot s \cdot R^2$$

$$0 = RLCs^2 + (R^2C + L - k \cdot C \cdot R^2)s + 2R$$

Aplicant Routh per analitzar l'estabilitat del sistema es troben els següents valors a la primera columna:

- $RLC > 0$ ja que R, L, C no poden prendre valors negatius
- $2R > 0$ R no pot ser negativa

Per a trobar les arrels s:

$$RLCs^2 + 2R = 0$$

$$s = \pm j \sqrt{\frac{-2}{L}} \frac{1}{\sqrt{C}}$$

Havent dibuixat el LGA i havent trobat els punts de tall a l'eix imaginari, la freqüència d'oscil·lació és:

$$\omega_{osc} = \pm \frac{\sqrt{-2}}{\sqrt{C}} \frac{1}{L}$$

$$2f\pi = \pm \frac{\sqrt{-2}}{\sqrt{C}} \frac{1}{L}$$

$$f = \frac{\sqrt{-2}}{2\pi\sqrt{C}} = \frac{\sqrt{-2}}{2\pi\sqrt{10 \cdot 10^{-9}}} = 15174.8 \text{ Hz} = 15.174 \text{ kHz}$$

4.1.3. Obteniu el valor de K que situa els pols de llaç tancat a sobre de l'eix imaginari. Trobeu també l'expressió de la freqüència d'oscil·lació ω_{osc} .

$$R^2C + L - k \cdot C \cdot R^2 = 0$$

$$K = \frac{R^2 \cdot C + L}{C \cdot R^2} = 3.2$$

4.2. Analitzeu el circuit de la Figura 3:

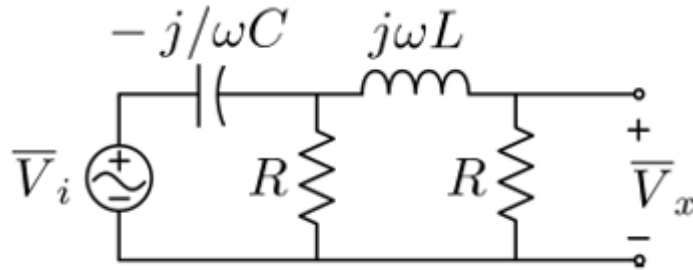


Figura 3: Circuit transformat a fasorial de la xarxa de desplaçament de fase

4.2.1. Obteniu la relació:

$$a(j\omega) = \frac{\bar{V}_x}{\bar{V}_i}$$

A l'apartat 4.1.1 s'ha obtingut la següent expressió:

$$\frac{V_x}{V_i} = \frac{C \cdot s \cdot R^2}{RLCs^2 + (R^2C + L)s + 2R}$$

Treballant en el domini de la freqüència:

$$\frac{V_x}{V_i} = \frac{C \cdot j \cdot \omega \cdot R^2}{-RLC(\omega)^2 + (R^2C + L)j \cdot \omega + 2R}$$

4.2.2. Dibuixeu el diagrama de bode del guany del llaç

$$T(j\omega) = a(j\omega)f(j\omega) = -Ka(j\omega)$$

$$T(j\omega) = a(j\omega) \cdot f(j\omega) = -k \cdot \frac{C \cdot j \cdot \omega \cdot R^2}{RLC(j \cdot \omega)^2 + (R^2C + L)j \cdot \omega + 2R}$$

• Pols:

$$RLC(j \cdot \omega)^2 + (R^2C + L)j \cdot \omega + 2R = 0$$

$$j\omega_1 = \frac{-2}{RC}$$

$$j\omega_2 = -2R/L$$

- Zeros

$$j\omega = 0$$

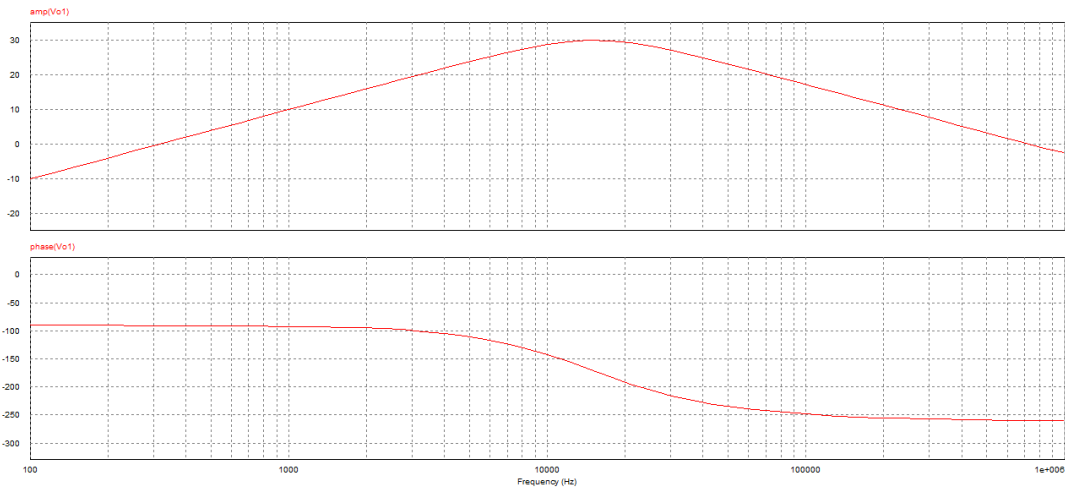


Figura 4: Diagrama de bode del guany del llaç

- 4.2.3. Comproveu que de la condició d'argument es pot obtenir la mateixa freqüència d'oscil·lació ω_{osc} que a l'apartat 3.1 i que de la condició de mòdul s'obté el valor de K.

$$\arg[T(j\omega_{osc})] = 180^\circ$$

$$|T(j\omega_{osc})| = 1$$

- $\arg[T(j\omega_{osc})] = 180^\circ$

$$|T(j\omega)| = -k \cdot \frac{C \cdot j \cdot \omega \cdot R^2}{RLC(j \cdot \omega)^2 + (R^2C + L)j \cdot \omega + 2R} = 1$$

$$-RLC(\omega)^2 + (R^2C + L)j\omega + 2R - kCj\omega R^2 = 1$$

$$k = -\frac{L + R^2C}{R^2C}$$

- $|T(j\omega_{osc})| = 1$

$$T(j\omega) = \text{angle}(-KAj\omega) - (\text{angle}(\omega^2 + \text{primer pol}^2) + \text{angle}(\omega^2 + \text{segon pol}^2))$$

$$T(j\omega) = -90 - \left(\text{arctg}\left(\frac{\omega^2}{\text{primer pol}^2}\right) + \text{arctg}\left(\frac{\omega^2}{\text{segon pol}^2}\right) \right)$$

$$j\omega 1 = \frac{-2}{RC}$$

$$j\omega 2 = \frac{-2R}{L}$$

4.2.4. Verifiqueu que les expressions per a la freqüència d'oscil·lació ω_{osc} i el valor corresponent de K, també es poden obtenir de:

$$\text{Im}[a(j\omega_{osc})] = 0$$

$$a(j\omega_{osc}) = 1/K \angle 0^\circ$$

- $\text{Im}[a(j\omega_{osc})] = 0$

$$a(j\omega) = \frac{Cj\omega R^2}{RLC(j\omega)^2 + (R^2C + L)j\omega + 2R}$$

$$\text{Im}\left(\frac{Cj\omega R^2}{RLC(j\omega)^2 + (R^2C + L)j\omega + 2R}\right) = 0$$

- $a(j\omega_{osc}) = 1/K \angle 0^\circ$

$$\frac{Cj\omega R^2}{RLC(j\omega)^2 + (R^2C + L)j\omega + 2R} = \frac{1}{K}$$

$$\frac{1}{K} = \frac{CR^2}{(R^2C + L)}$$

4.3. Calculeu ω_{osc} , $f_{osc} = \frac{\omega_{osc}}{2\pi}$ i K amb les dades següents:

$$C = 10 \text{ nF}; L = 22 \text{ mH}; R = 1 \text{ k}\Omega$$

- Càlcul de ω_{osc} :

El punt de tall amb l'eix $j\omega$ és:

$$s = j\omega = \pm j \sqrt{\frac{2}{LC}}$$

Es pot deduir que:

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{2}{LC}} = \sqrt{\frac{2}{22 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^{-9}}} = 95341.1 \text{ rad/s}$$

- Càlcul de f_{osc} :

$$f_{osc} = \frac{\omega_{osc}}{2\pi} = \frac{95346.3}{2\pi} = 15.174 \text{ kHz}$$

- Càlcul de K:

Per a calcular el valor de K es recupera l'expressió de l'apartat 3.1 i substituint els valors de R, C i L:

$$K = \frac{R^2 C + L}{C \cdot R^2} = 3.2$$

- 4.4. Calculeu el valor de la resistència del circuit amplificador no inversor de la Figura 2, suposant que $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$, perquè es comporti com una font de tensió controlada per tensió amb el guany K calculat prèviament. Trieu la resistència d'entre les que teniu disponibles que en sèrie amb el potenciòmetre d'1 $\text{k}\Omega$ permeti obtenir el valor de la resistència R1 calculada.

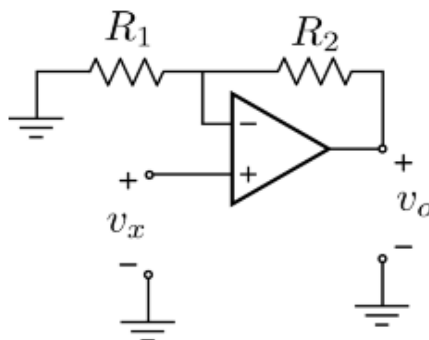


Figura 5: Circuit no inversor.

Aplicant la formula per al circuit no inversor s'obté que:

$$V_o = V_g \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \rightarrow K \cdot V_x = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_x$$

$$K = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \rightarrow 3.2 = \left(1 + \frac{12}{R_1}\right)$$

$$R_1 = 5454.55 \Omega$$

Degut a que no hi ha cap resistència d'aquest valor, s'utilitza una resistència de 4.7 k Ω en sèrie amb un potenciòmetre de 1 k Ω per ajustar el guany.

- 4.5. Simuleu amb PSIM el circuit oscil·lador de la Figura 1, connectant adientment els circuits analitzats als apartats anteriors. Utilitzeu el model d'amplificador operacional que trobareu al menú Elements/power/other/Op.Amp. Modifiqueu els paràmetres de les tensions d'alimentació de l'AO a +15 V i -15 V. Fixeu-vos que no hi ha cap font independent, només la font controlada implementada amb l'amplificador no inversor. Perquè el circuit arrenqui a oscil·lar cal donar una petita energia inicial, per exemple, una condició inicial d'1 mV a la tensió del condensador, i donar un guany K una mica més gran que el calculat a l'apartat 3.3, per exemple, amb un valor d'R1 un 10% més petit. Observeu els senyals V_x i V_o i en règim permanent i mesureu la freqüència d'oscil·lació mitjançant l'eina FFT.

Amb un resistor R1 de 12 k Ω i un resistor R2 de 4 k Ω els senyals V_x i V_o a una freqüència d'oscil·lació de 14.5 kHz són els següents:

Senyal V_x :

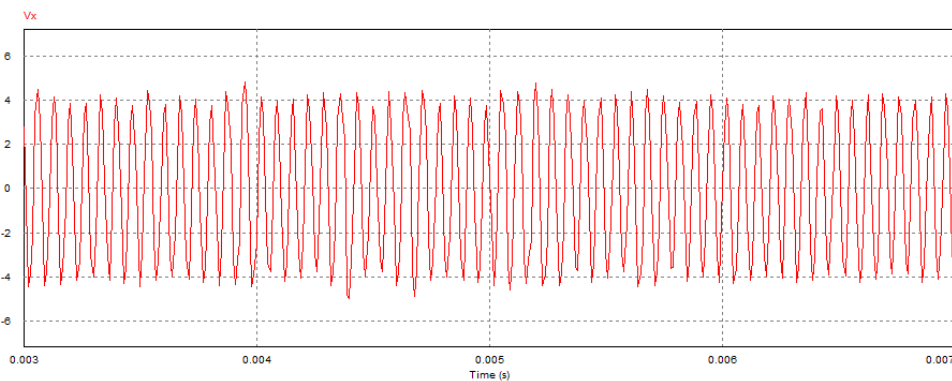


Figura 6: Senyal V_x

Senyal Vo:

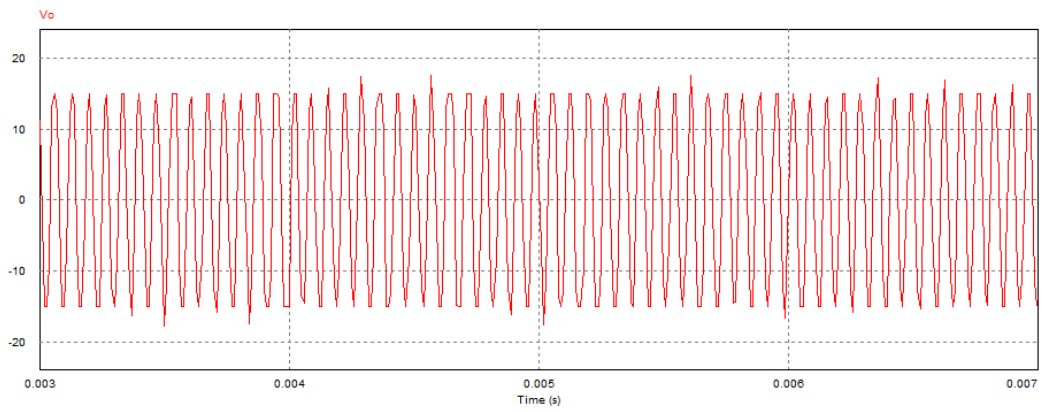


Figura 7: Senyal Vo

5. Circuits i Mesures

- 5.1. Construïu el circuit de la Figura 1 amb els components especificats a l'apartat 3.2. Com a senyal d'entrada poseu un de sinusoidal amb 10 V d'amplitud i offset zero i ajusteu-li la freqüència perquè el desfasament entre l'entrada i la sortida sigui zero. Compareu aquesta freqüència amb la de l'estudi previ. Mesureu l'amplitud de la sortida i obteniu K a partir d'aquesta mesura.

El muntatge de la Figura X es realitza amb dos resistors de valor 1 k Ω , un condensador de 10 nF i una bobina de 22 mH.

Un cop es posa un senyal d'entrada sinusoidal de 10 V d'amplitud i offset zero apareix un desfasament entre la tensió d'entrada i la de sortida. A mesura que s'augmenta la freqüència el desfasament disminueix fins que esdevé zero quan la freqüència és de 15.5 kHz.

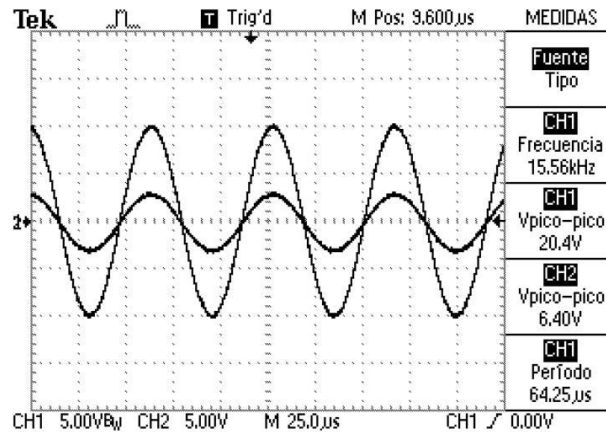


Figura 8: Senyal d'entrada i sortida del circuit oscil·lador de desplaçament de fase.

A l'estudi previ s'obté una freqüència de 10.7 kHz i a la realitat aquesta és de 15.5 kHz. Aquests errors son causats per les toleràncies dels materials i possibles diferències entre ells a l'hora de fabricar cada element. Les proves experimentals hi poden influir la resistència dels cables degut a la seva llargada, etc.

El valor de K real és de $\frac{20.4}{6.4} = 3.18$ i a l'estudi previ s'obté un valor de K de 3.2.

5.2. Construïu el circuit amplificador no inversor de la Figura 2 amb els components calculats a l'apartat 3.4 amb les tensions d'alimentació de l'AO a +15 V i -15 V. Per a poder ajustar el guany, munteu un potenciòmetre de 1 k Ω en sèrie amb R1. Connecteu a l'entrada del circuit amplificador no inversor el senyal sinusoidal de sortida del circuit de l'apartat 4.1 i ajusteu l'amplitud d'aquest senyal per tal que la sortida de l'amplificador operacional sigui un senyal sinusoidal. També ajusteu el resistor variable per tal que el guany de l'amplificador inversor sigui igual a la K mesurada anteriorment. Comproveu també que el guany total és 1.

Per aconseguir un guany de 3.2 que és el que s'ha obtingut a l'apartat anterior s'utilitza una resistència de 12 k Ω i una resistència de 4.7 k Ω en sèrie amb un potenciòmetre de 1k Ω per poder ajustar el guany. Mantinent la mateixa amplitud de senyal d'entrada es pot veure com el senyal de sortida de l'amplificador operacional és un senyal triangular. Això és degut a que el Slew-Rate no és prou gran i l'amplificador no és capaç de seguir la tensió d'entrada amb un guany de 3.2.

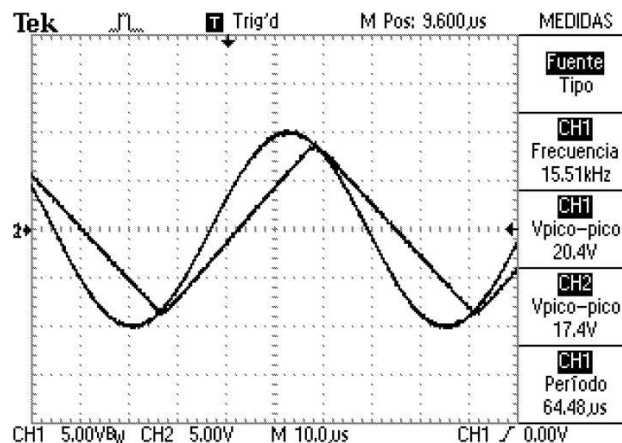


Figura 9: Linealitat a la tensió de sortida degut a un problema de Slew-Rate

Un cop es disminueix l'amplitud del senyal d'entrada a 3 V s'ajusta el guany del circuit amplificador no inversor per tal de tenir un guany total de 1.

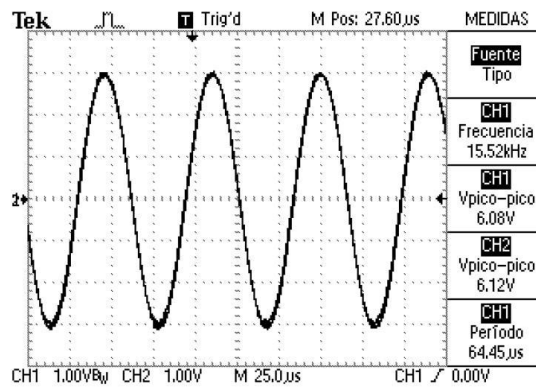


Figura 10: Senyal d'entrada i sortida amb un senyal d'entrada de 3 V d'amplitud i guany 1.

- 5.3. Desconnecteu el generador sinusoidal de l'entrada del circuit i connecteu en el seu lloc la sortida de l'AO tancant així el llaç de realimentació positiva seguint l'esquema de la Figura 1. Si el circuit no oscil·la reduïu una mica el valor del resistor variable per augmentar el guany del llaç. Apagar i encendre l'alimentació de l'AO pot ajudar a fer arrencar l'oscil·lació. Observeu els senyals i a l'oscil·loscopi i mesureu les seves amplituds i la seva freqüència d'oscil·lació.

Per a la realització d'aquest aparat és necessari reduir una mica el valor del potenciòmetre de 1 k Ω per tal que el guany del llaç sigui més gran. Un cop es desconnecta el senyal del generador sinusoidal de l'entrada i es connecta la sortida de l'amplificador operacional, el resultat és el següent:

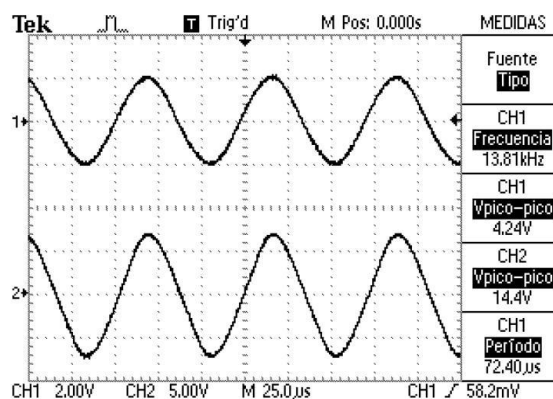


Figura 11: Senyal V_x i V_o un cop es desconnecta el senyal d'entrada del generador.

L'amplitud del senyal V_x és de 2.12 V i la del senyal V_o és de 7.2. El guany del llaç és aproximadament 4.4 i la freqüència de oscil·lació és de 13.81 kHz.

Annex 3: Pràctica “Font de corrent controlada per tensió 1: Font Howland”

En aquest annex es mostra l’enunciat i resolució de la pràctica Font de corrent controlada per tensió 1: Font Howland.



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRCU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORCTORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

ENUNCIAT: FONT DE CORRENT CONTROLADA PER
TENSIÓ 1: Font Howland

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Simulació PSIM
- Comprendre el funcionament de les fonts de corrent controlades per tensió
- Comprendre el concepte d'integrador

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Voltímetre i amperímetre.
- Bossa de components passius
 - 3 Resistències de 10 k Ω
 - 1 Resistència de 1 k Ω
 - 2 Resistències de 47 k Ω
 - Condensador de 100 nF
 - 2 Amplificadors operacionals uA 741

3. Introducció teòrica de la pràctica

Les fonts de corrent controlades per tensió són circuits que permeten controlar el corrent subministrats a la càrrega mitjançant la tensió d'entrada (V_{in}) independentment de quin sigui el valor de la càrrega. D'aquesta manera s'obté el que s'anomena font de corrent controlada per tensió.

4. Estudi previ

El circuit de la Figura 1 és una font de corrent controlada per tensió (Font Howland)

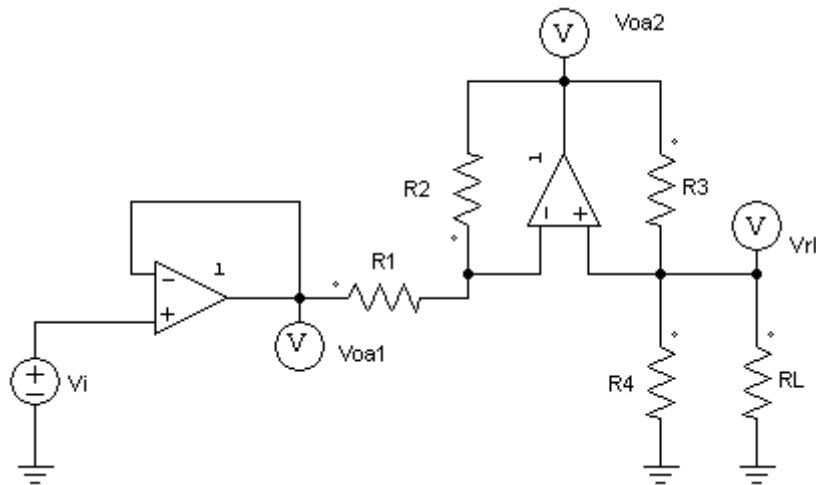


Figura 1: Font de corrent controlada per tensió (Font Howland).

- 4.1. Calcular l'expressió de la tensió de sortida del A.O.1 de la Figura 1 en funció de la tensió a l'entrada, V_i . Quina és la funció d'aquest operacional ?
- 4.2. Calcula l'expressió del corrent que circula per la resistència de càrrega R_L en funció de les resistències del circuit i de V_i .
- 4.3. Si $R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4$, demostreu que $I_L = K \cdot V_i$ i determineu el valor de K .
- 4.4. Mitjançant PSIM simula el circuit de la Figura 1 i obtén el corrent de sortida I_{out} (El senyal d'entrada és un senyal triangular de 10 V d'amplitud a una freqüència de 100 Hz (10 V de pic a pic amb un offset de -5V per ajustar el 0)). Es satura algun amplificador operacional? S'ajusten els valors teòrics amb els obtinguts a la simulació? Utilitzeu $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ o $10 \text{ k}\Omega$

5. Circuits i Mesures

- 5.1. Comproveu el funcionament del circuit de la Figura 1 com a V.C.I.S. (Voltage Controlled Intensity Source)
 - 5.1.1. Comproveu el funcionament del primer operacional, mesurant amb el multímetre V_{in} i V_{out} .
 - 5.1.2. Comproveu que la intensitat de sortida és proporcional a V_i (fer-ho amb una R_L de $10\text{ k}\Omega$). Determineu el marge de valors de V_i pel qual el circuit de la Figura 1 funciona com V.C.I.S.
 - 5.1.3. Determineu el valor de la constant de proporcionalitat K a partir dels valors obtinguts a l'apartat anterior fent una regressió lineal amb els valors obtinguts a la zona de funcionament lineal del circuit.
 - 5.1.4. Comproveu que la intensitat de sortida és independent de R_L , variant el valor de R_L i comprovant que i_L no es veu afectada. En cas contrari, justificar-ho. (Aneu amb compte amb els marges de funcionament lineal de l'etapa quan es canvia una resistència).
- 5.2. Connecteu un Generador d'ona triangular de 1 kHz i aneu augmentant l'amplitud a l'entrada del circuit. Connecteu el senyal d'entrada al canal 1 de l'oscil·loscopi i connecteu la tensió sortida del circuit al canal 2.
 - 5.2.1. Poseu l'oscil·loscopi en mode X-Y. Justifiqueu el resultat obtingut i assenyalau els punts més rellevants de la corba.
- 5.3. Substituiu R_L per un condensador de 100 nF . Introduïu una tensió d'entrada quadrada de -1 a 1 V d'amplitud i amb una freqüència de 1000 Hz . Visualitzeu l'entrada i la sortida a l'oscil·loscopi. Correspon la forma d'ona de sortida a la que es pot esperar d'una anàlisi teòrica?



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRCU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORCTORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

RESOLUCIÓ: FONT DE CORRENT CONTROLADA PER
TENSIÓ 1: Font Howland

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Simulació PSIM
- Comprendre el funcionament de les fonts de corrent controlades per tensió
- Comprendre el concepte d'integrador

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Voltímetre i amperímetre.
- Bossa de components passius
 - 3 Resistències de 10 k Ω
 - 1 Resistència de 1 k Ω
 - 2 Resistències de 47 k Ω
 - Condensador de 100 nF
 - 2 Amplificadors operacionals uA 741

3. Introducció teòrica de la pràctica

Les fonts de corrent controlades per tensió són circuits que permeten controlar el corrent subministrats a la càrrega mitjançant la tensió d'entrada (V_{in}) independentment de quin sigui el valor de la càrrega. D'aquesta manera s'obté el que s'anomena font de corrent controlada per tensió.

4. Estudi previ

El circuit de la Figura 1 és una font de corrent controlada per tensió (Font Howland)

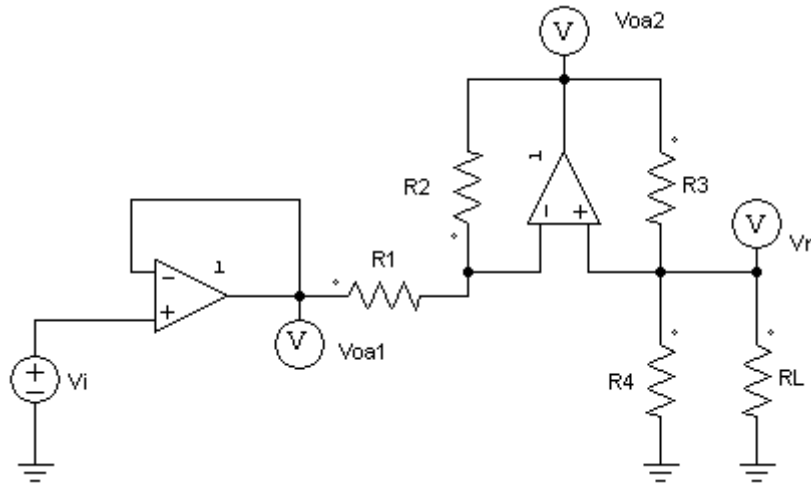


Figura 1: Font de corrent controlada per tensió (Font Howland).

- 4.1. Calcular l'expressió de la tensió de sortida del A.O.1 de la Figura 1 en funció de la tensió a l'entrada, V_i . Quina és la funció d'aquest operacional ?

El primer operacional funciona com a seguidor de tensió. Aquest serveix per aïllar l'entrada amb la sortida de l'amplificador operacional, d'aquesta manera s'eliminen els efectes de càrrega, per tant, la tensió V_{oa1} és V_i .

- 4.2. Calcula l'expressió del corrent que circula per la resistència de càrrega R_L en funció de les resistències del circuit i de V_i .

Considerant V_L la tensió en bornes de la resistència de càrrega R_L l'anàlisi del circuit és el següent:

$$\frac{V_1 - V_L}{R_1} = \frac{V_L - V_o}{R_2}$$

$$\frac{V_o - V_L}{R_3} = \frac{V_L}{R_4} + I_L \quad \text{on } I_L = \frac{V_L}{R_L}$$

$$\frac{V_o - V_L}{R_3} = \frac{V_L}{R_4} + \frac{V_L}{R_L}$$

$$\frac{V_o}{R_3} = V_L \cdot \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_L} \right)$$

$$V_O = V_L \cdot R_3 \cdot \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_L} \right)$$

$$\frac{V_1 - V_L}{R_1} = \frac{V_L}{R_2} - \frac{R_3}{R_2} \cdot V_L \cdot \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_L} \right)$$

$$\frac{V_1}{R_1} = \frac{V_L}{R_1} + \frac{V_L}{R_2} - \frac{R_3}{R_2} \cdot V_L \cdot \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_L} \right)$$

Es treu factor comú de V_L :

$$\frac{V_1}{R_1} = V_L \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} - \frac{\cancel{R_3}}{R_2} \cdot \frac{R_4 R_L + R_3 R_L + R_3 R_4}{\cancel{R_3 R_4 R_L}} \right)$$

Arreglem el contingut del parèntesis traient factor comú:

$$\left(\frac{R_2 R_4 R_L + \cancel{R_1 R_4 R_L} - \cancel{R_1 R_L R_1} - R_1 R_3 R_L - R_1 R_3 R_4}{R_2 R_4 R_L} \right)$$

Per tant:

$$V_1 = V_L \left(\frac{R_2 R_4 R_L - R_1 R_3 R_L - R_1 R_3 R_4}{R_2 R_4 R_L} \right)$$

$$V_L = V_i \left(\frac{R_2 R_4 R_L}{R_2 R_4 R_L - R_1 R_3 R_L - R_1 R_3 R_4} \right)$$

Traient factor comú de R_L :

$$I_L = V_i \left(\frac{R_2 R_4}{[R_2 R_4 - R_1 R_3] R_L - R_1 R_3 R_4} \right)$$

4.3. Si $R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4$, demostreu que $I_L = K \cdot V_i$ i determineu el valor de K .

$$I_L = V_i \left(\frac{R_2 R_4}{[\cancel{R_2 R_4} - \cancel{R_1 R_3}] R_L - R_1 R_3 R_4} \right)$$

$$I_L = V_i \left(\frac{R_2 R_4}{-R_1 R_3 R_4} \right)$$

Si $R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4$:

$$I_L = V_i \left(\frac{1}{-R_1} \right)$$

Per tant:

$$I_L = K \cdot V_i \text{ on } K = - \frac{1}{R_1}$$

- 4.4. Mitjançant PSIM simula el circuit de la Figura 1 i obtén el corrent de sortida I_{out} (El senyal d'entrada és un senyal triangular de 10 V d'amplitud a una freqüència de 100 Hz (10 V de pic a pic amb un offset de -5V per ajustar el 0)). Es satura algun amplificador operacional? S'ajusten els valors teòrics amb els obtinguts a la simulació? Utilitzeu $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ o $10 \text{ k}\Omega$

Un cop realitzada la simulació amb $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ les formes d'ona són les següents:

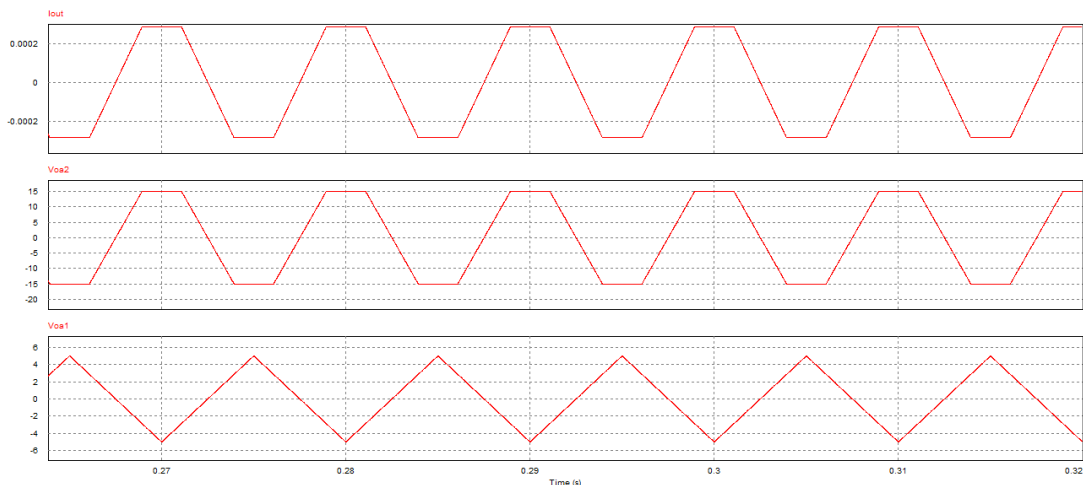


Figura 2: Simulació de la font de corrent Howland amb $R_L = 1 \text{ k}\Omega$.

Com es pot veure a la simulació, els resultats s'ajusten als teòrics i, efectivament, quan la tensió d'entrada és 2.8 V es satura l'amplificador operacional 2. Com es veurà pròximament, aquest màxim de tensió d'entrada per tal que treballi com a V.C.I.S es veurà disminuït degut a les limitacions dels amplificadors operacionals.

5. Circuits i Mesures

5.1. Comproveu el funcionament del circuit de la Figura 1 com a V.C.I.S. (Voltage Controlled Intensity Source)

5.1.1. Comproveu el funcionament del primer operacional, mesurant amb el multímetre V_{in} i V_{out} .

Efectivament el primer operacional funciona com a seguidor de tensió. Aquest serveix per aïllar l'entrada amb la sortida de l'amplificador operacional, d'aquesta manera s'eliminen els efectes de càrrega.

5.1.2. Comproveu que la intensitat de sortida és proporcional a V_i (fer-ho amb una R_L de 10 k Ω). Determineu el marge de valors de V_i pel qual el circuit de la Figura 1 funciona com V.C.I.S.

Efectivament la intensitat de sortida és proporcional a V_i i coincideix amb el valor teòric obtingut a l'estudi previ. Amb una R_L de 1 k Ω aconseguim un corrent màxim a la sortida de -0.232 mA amb una tensió a l'entrada de 2.3 V, això és degut a que amb aquesta tensió d'entrada es satura l'amplificador operacional i ja no podem aconseguir que aquest corrent sigui més gran (La tensió de sortida de l'amplificador operacional és de 12.89 V i no de 15 V (Tensió d'alimentació de l'AO). Això és degut a que l'amplificador operacional no garanteix les característiques del full de característiques, tal i com s'ha vist a la pràctica "Limitacions dels amplificadors operacionals").

Els resultats obtinguts son els següents:

Tensió d'entrada	Corrent de sortida	Tensió d'entrada	Corrent de sortida
0 V	0 μ A	1.4 V	-145 μ A
0.2 V	-26.7 μ A	1.6 V	-168 μ A
0.4 V	-44 μ A	1.8 V	-186 μ A
0.6 V	-68.7 μ A	2 V	-210 μ A
0.8 V	-91 μ A	2.2 V	-230 μ A
1 V	-105 μ A	2.4 V	-243 μ A
1.2 V	-123 μ A	2.5 V	-243 μ A SAT

5.1.3. Determineu el valor de la constant de proporcionalitat K a partir dels valors obtinguts a l'apartat anterior fent una regressió lineal amb els valors obtinguts a la zona de funcionament lineal del circuit.

Amb els resultats obtinguts a l'apartat anterior, el valor de K tenint en compte que al gràfic els valors de corrent són en μA , $K = -\frac{1}{99.205}$

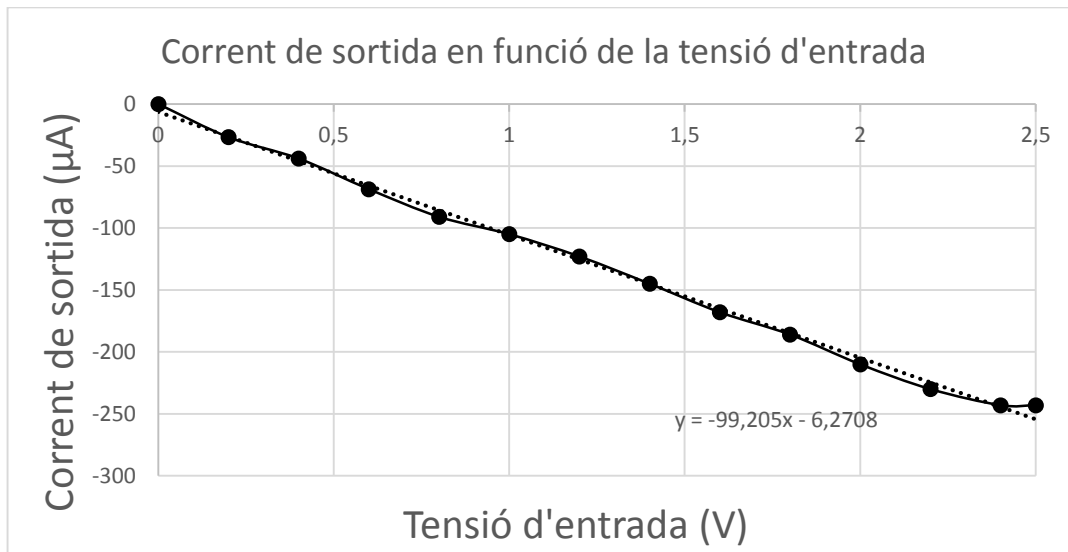


Figura 3: Corrent de sortida en funció de la tensió d'entrada.

- 5.1.4. Comproveu que la intensitat de sortida és independent de R_L , variant el valor de R_L i comprovant que i_L no es veu afectada. En cas contrari, justificar-ho. (Aneu amb compte amb els marges de funcionament lineal de l'etapa quan es canvia una resistència).

Efectivament el corrent de sortida és independent de R_L i depèn únicament de R_4 tal i com s'ha vist a l'estudi previ. Els marges de funcionament lineal s'han de tenir en compte ja que com més gran sigui el valor de R_L la tensió en bornes de la resistència ha de ser més gran per mantenir el corrent de sortida i és molt fàcil que amb petites tensions d'entrada es saturei l'amplificador operacional fet que produeix que la VCIS no treballi en zona lineal tal i com s'ha vist als apartats anteriors.

Substituint el valor de R_L per una resistència de $10\text{ k}\Omega$ s'obtenen els mateixos resultats que a l'apartat anterior tot i que quan la tensió d'entrada és de 1.3 V l'amplificador operacional ja està en saturació.

- 5.2. Connecteu un Generador d'ona triangular de 1 kHz i aneu augmentant l'amplitud a l'entrada del circuit. Connecteu el senyal d'entrada al canal 1 de l'oscil·loscopi i connecteu la tensió sortida del circuit al canal 2.
- 5.2.1. Poseu l'oscil·loscopi en mode X-Y. Justifiqueu el resultat obtingut i assenyaieu els punts més rellevants de la corba.

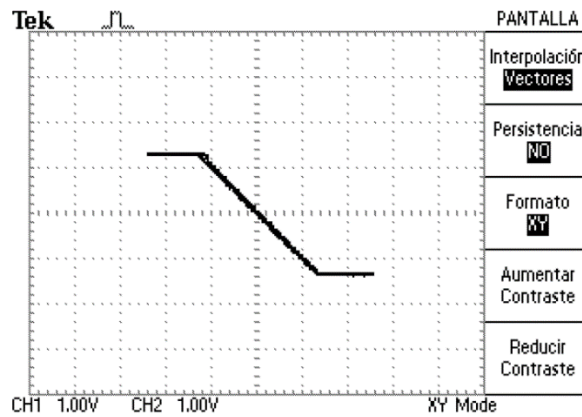


Figura 4: Mode X-Y amb un senyal d'entrada triangular amb $R_L = 10k\Omega$.

Mitjançant un senyal triangular es pot veure el rang de valors on la font de corrent controlada per tensió actua com a tal. L'oscil·loscopi no permet l'ús de cursors en mode XY però es pot veure com la font de corrent treballa en zona lineal fins que els amplificadors operacionals es saturen, tal i com s'ha vist als apartats anteriors.

- 5.3. Substitueu R_L per un condensador de 100 nF. Introduïu una tensió d'entrada quadrada de -1 a 1 V d'amplitud i amb una freqüència de 1000 Hz. Visualitzeu l'entrada i la sortida a l'oscil·loscopi. Correspon la forma d'ona de sortida a la que es pot esperar d'una anàlisi teòrica?

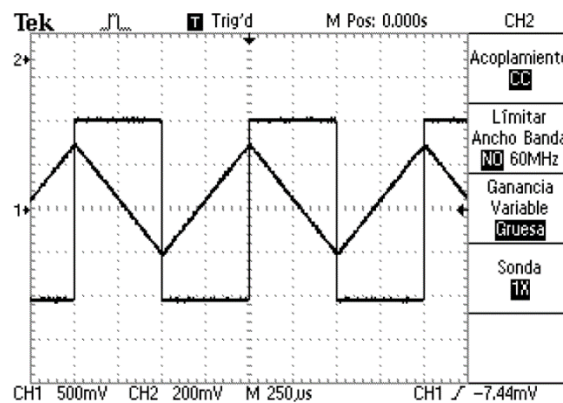


Figura 5: Senyal d'entrada i sortida amb un condensador de 100 nF a la sortida.

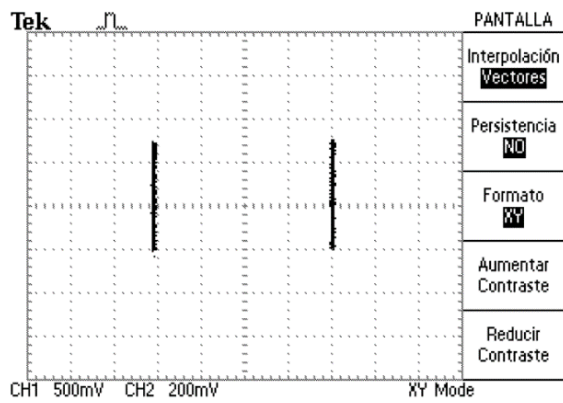


Figura 6: Mode X-Y amb un condensador de 100 nF a la sortida.

Efectivament. Un condensador a la sortida actua com a integrador i un cop se li aplica un tren de polsos es carrega i es descarrega el condensador.

Annex 4: Pràctica “Font de corrent controlada per tensió 2”

En aquest annex es mostra l’enunciat i resolució de la pràctica Font de corrent controlada per tensió 2.



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORCTORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

ENUNCIAT: FONT DE CORRENT CONTROLADA PER
TENSIÓ 2

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Simulació PSIM
- Comprendre el funcionament de les fonts de corrent controlades per tensió
- Comprendre el concepte d'integrador

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Voltímetre i amperímetre.
- Bossa de components passius
 - 7 Resistències de 1 k Ω
 - 1 Resistència de 2.2 k Ω
 - Condensador de 100 nF
 - 2 Amplificadors operacionals uA 741

3. Introducció teòrica de la pràctica

Les fonts de corrent controlades per tensió són circuits que permeten controlar el corrent subministrats a la càrrega mitjançant la tensió d'entrada (V_{in}) independentment de quin sigui el valor de la càrrega. D'aquesta manera s'obté el que s'anomena font de corrent controlada per tensió.

4. Estudi previ

El circuit de la Figura 1 és una font de corrent controlada per tensió

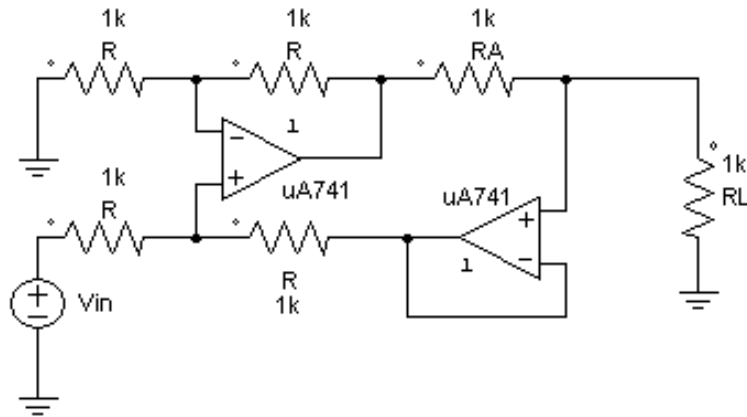


Figura 1: Font de corrent controlada per tensió.

- 4.1. Calcula l'expressió del corrent que circula per la resistència de càrrega R_L en funció de les resistències del circuit.
- 4.2. Demostreu que $I_L = K \cdot V_i$ i determineu el valor de K
- 4.3. Mitjançant PSIM simula el circuit de la Figura 2 i obtén el corrent de sortida I_{out} (El senyal d'entrada és un senyal triangular de 8 V d'amplitud a una freqüència d'1 kHz (16 V de pic a pic amb un offset de -8V per ajustar el 0)). Es satura algun amplificador operacional? S'ajusten els valors teòrics amb els obtinguts a la simulació?

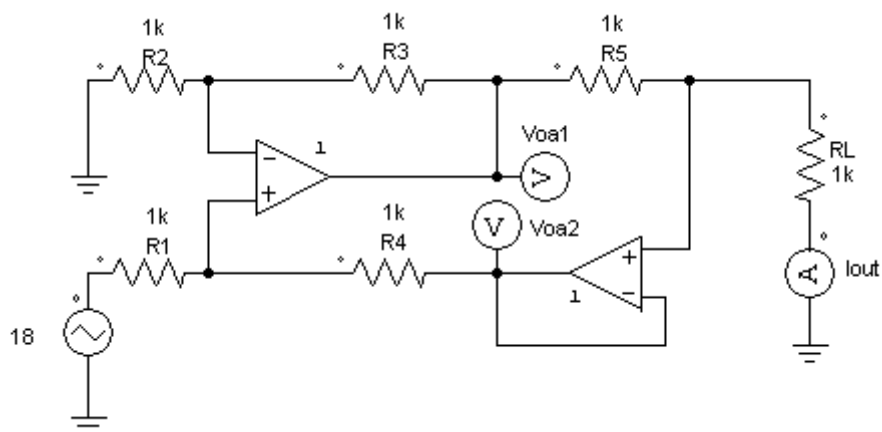


Figura 2: Simulació de la font de corrent controlada per tensió.

5. Circuits i Mesures

- 5.1. Comproveu el funcionament del circuit de la Figura 1 com a V.C.I.S. (Voltage Controlled Intensity Source)
 - 5.1.1. Connecteu un senyal de 2 V DC a l'entrada del circuit i comproveu que la intensitat de sortida és independent de R_L variant el valor d'aquesta resistència (entre 500 Ω i 10 k Ω). En cas contrari, justificar-ho. (Aneu amb compte amb els marges de funcionament lineal de l'etapa quan es canvia una resistència).
 - 5.1.2. Comproveu que el corrent de sortida és proporcional a V_i (fer-ho amb una R_L de 1 k Ω). Determineu el marge de valors de V_i pel qual el circuit de la Figura 1 funciona com VCIS.
 - 5.1.3. Substituïu la resistència R_L de 1 k Ω per una resistència de 2.2 k Ω . A quin valor de tensió d'entrada la font deixa de comportar-se com a font de corrent controlada per tensió? Perquè aquest valor és inferior que el valor de tensió d'entrada obtingut a l'apartat 5.1.2?
 - 5.1.4. Determineu el valor de la constant de proporcionalitat K a partir dels valors obtinguts a l'apartat 5.1.2 i 5.1.3 fent una regressió lineal amb els valors obtinguts a la zona de funcionament lineal del circuit.
 - 5.1.5. Hem pogut comprovar que amb diferents valors de R_L la font de corrent funciona de la forma esperada. Amb $R_L = 1$ k Ω connecteu una resistència d'1 k Ω en paral·lel a R_C per a obtenir una nova R_C de 0.5 k Ω . Varieu la tensió d'entrada de 0 a 4 V i mesureu quin és el corrent de sortida. S'obté una recta totalment lineal a tot el marge de funcionament? Es compleix la relació ($I_L = V_i / R_C$).
- 5.2. Connecteu un Generador d'ona triangular de 1 kHz i aneu augmentant l'amplitud a l'entrada del circuit. Connecteu el senyal d'entrada al canal X de l'oscil·loscopi i connecteu la tensió sortida del circuit al canal Y.
 - 5.2.1. Poseu l'oscil·loscopi en mode X-Y. Justifiqueu el resultat obtingut i assenyaieu els punts més rellevants de la corba.
- 5.3. Substituïu R_L per un condensador de 100 nF. Introduïu una tensió d'entrada quadrada de -1 a 1 V d'amplitud i amb una freqüència de 1000 Hz. Visualitzeu l'entrada i la sortida a l'oscil·loscopi. Correspon la forma d'ona de sortida a la que es pot esperar d'una anàlisi teòrica?



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORCTORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

RESOLUCIÓ: FONT DE CORRENT CONTROLADA PER
TENSIÓ 2

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Simulació PSIM
- Comprendre el funcionament de les fonts de corrent controlades per tensió
- Comprendre el concepte d'integrador

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Voltímetre i amperímetre.
- Bossa de components passius
 - 7 Resistències de 1 k Ω
 - 1 Resistència de 2.2 k Ω
 - Condensador de 100 nF
 - 2 Amplificadors operacionals uA 741

3. Introducció teòrica de la pràctica

Les fonts de corrent controlades per tensió són circuits que permeten controlar el corrent subministrats a la càrrega mitjançant la tensió d'entrada (V_{in}) independentment de quin sigui el valor de la càrrega. D'aquesta manera s'obté el que s'anomena font de corrent controlada per tensió.

4. Estudi previ

El circuit de la Figura 1 és una font de corrent controlada per tensió

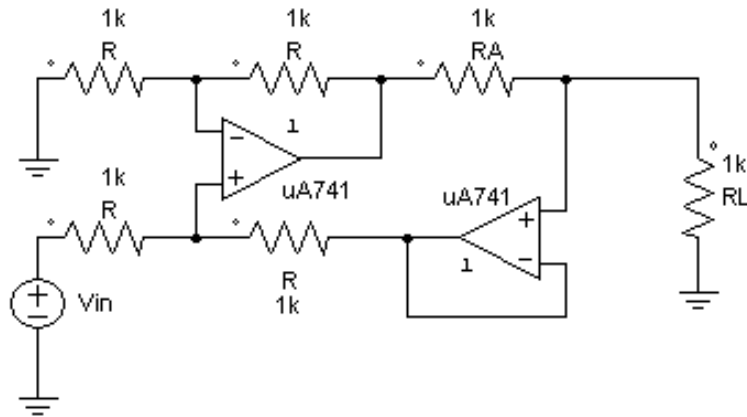


Figura 1: Font de corrent controlada per tensió.

- 4.1. Calcula l'expressió del corrent que circula per la resistència de càrrega R_L en funció de les resistències del circuit.

$$\frac{V_i - \frac{V_a}{2}}{R_a} = \frac{\frac{V_a}{2} - V_b}{R_a} \rightarrow V_i - \frac{V_a}{2} = \frac{V_a}{2} - V_b$$

$$I_L = \frac{V_a - V_b}{R_a} \rightarrow V_i = V_a - V_b \rightarrow I_L = \frac{V_i}{R_a}$$

- 4.2. Demostreu que $I_L = K \cdot V_i$ i determineu el valor de K

$$I_L = \frac{V_i}{R_a} \rightarrow K = \frac{1}{R_a} \rightarrow I_L = K \cdot V_i$$

- 4.3. Mitjançant PSIM simula el circuit de la Figura 2 i obtén el corrent de sortida I_{out} (El senyal d'entrada és un senyal triangular de 8 V d'amplitud a una freqüència d'1 kHz (16 V de pic a pic amb un offset de -8V per ajustar el 0)). Es satura algun amplificador operacional? S'ajusten els valors teòrics amb els obtinguts a la simulació?

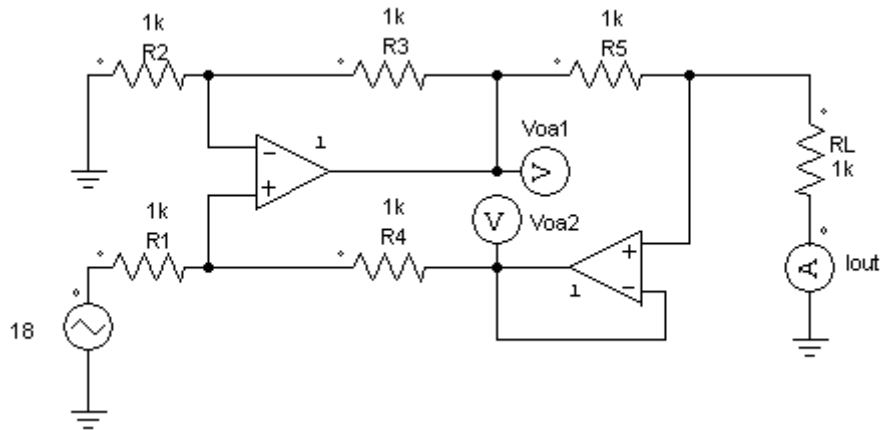


Figura 2: Simulació de la font de corrent controlada per tensió.

Com es pot veure a la simulació, el corrent de sortida queda retallat a 7.5 mA. Això és degut a que un dels dos amplificadors operacionals ha arribat a saturació.

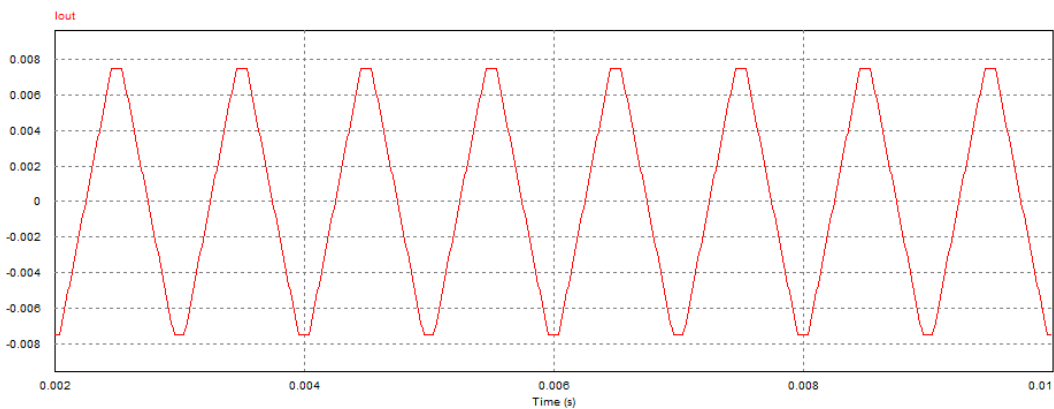


Figura 3: Corrent de sortida Iout.

Mitjançant PSIM es pot veure que es tracta de l'amplificador operacional 1:

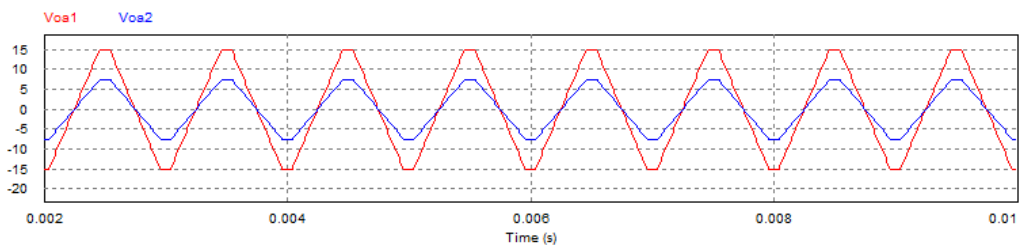


Figura 4: Tensions de sortida dels amplificadors operacionals.

5. Circuits i Mesures

5.1. Comproveu el funcionament del circuit de la Figura 1 com a V.C.I.S. (Voltage Controlled Intensity Source)

5.1.1. Connecteu un senyal de 2 V DC a l'entrada del circuit i comproveu que la intensitat de sortida és independent de R_L variant el valor d'aquesta resistència (entre 500 Ω i 10 k Ω). En cas contrari, justificar-ho. (Aneu amb compte amb els marges de funcionament lineal de l'etapa quan es canvia una resistència).

Amb una resistència de 1 k Ω i una resistència de 0.5 k Ω els resultats obtinguts són els mateixos, el corrent de sortida que s'obté és de 1.95 mA quan $R_L = 1$ k Ω i 1.96 mA quan $R_L = 0.5$ k Ω

5.1.2. Comproveu que el corrent de sortida és proporcional a V_i (fer-ho amb una R_L de 1 k Ω). Determineu el marge de valors de V_i pel qual el circuit de la Figura 1 funciona com VCIS.

Els resultats obtinguts són els següents:

Tensió d'entrada (V)	Corrent de sortida (mA)
0	0
0,5	0,448
1	0,921
1,5	1,436
2	1,956
2,5	2,452
3	2,95
3,5	3,465
4	3,969
4,5	4,463
5	4,982
5,5	5,48
6	6,09
6,31	6,39
6,5	6,39
7	6,39

Com s'observa al gràfic, el corrent de sortida és proporcional a la tensió d'entrada i la font de corrent treballa de forma molt semblant a la que s'ha obtingut a l'estudi previ ($I_L = V_i / R_L$)

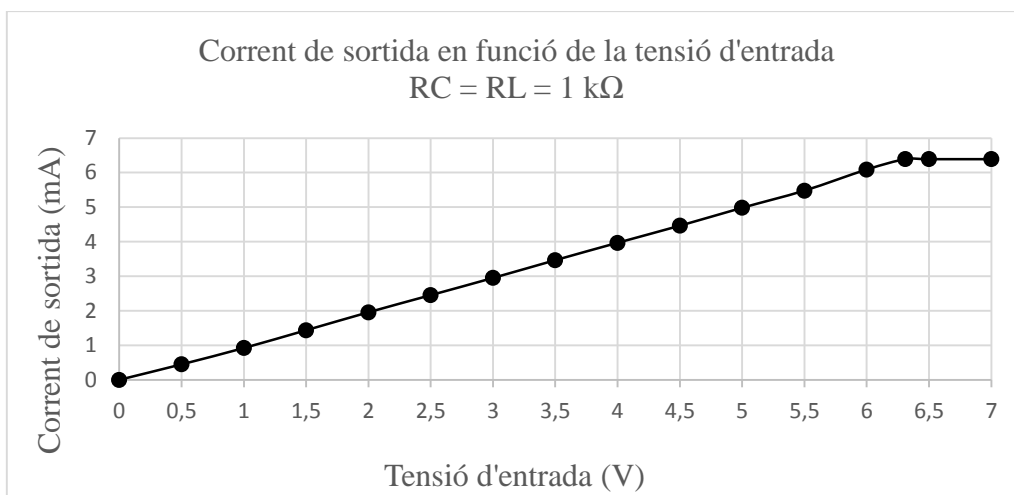


Figura 5: Corrent de sortida en funció de la tensió d'entrada RC = RL = 1 kΩ.

A partir de 6.39 V la tensió de sortida de l'amplificador operacional es satura a 12.69 V i la font de corrent ja no funciona com VCIS. Teòricament, la tensió de sortida de l'amplificador operacional hauria de ser el rail d'alimentació, tot i que a la realitat no és així.

5.1.3. Substituïu la resistència RL de 1 kΩ per una resistència de 2.2 kΩ. A quin valor de tensió d'entrada la font deixa de comportar-se com a font de corrent controlada per tensió? Perquè aquest valor és inferior que el valor de tensió d'entrada obtingut a l'apartat 5.1.2?

Els resultats obtinguts són els següents:

Tensió d'entrada (V)	Corrent de sortida (mA)
0	0
0,5	0,385
1	0,885
1,5	1,37
2	1,86
2,5	2,37
3	2,88
3,5	3,38
4	4,05
4,1	4,15

Com s'observa al gràfic i igual que a l'apartat anterior, el corrent de sortida és proporcional a la tensió d'entrada i la font de corrent treballa de forma molt semblant a la que s'ha obtingut a l'estudi previ ($I_L = V_i / R_C$).

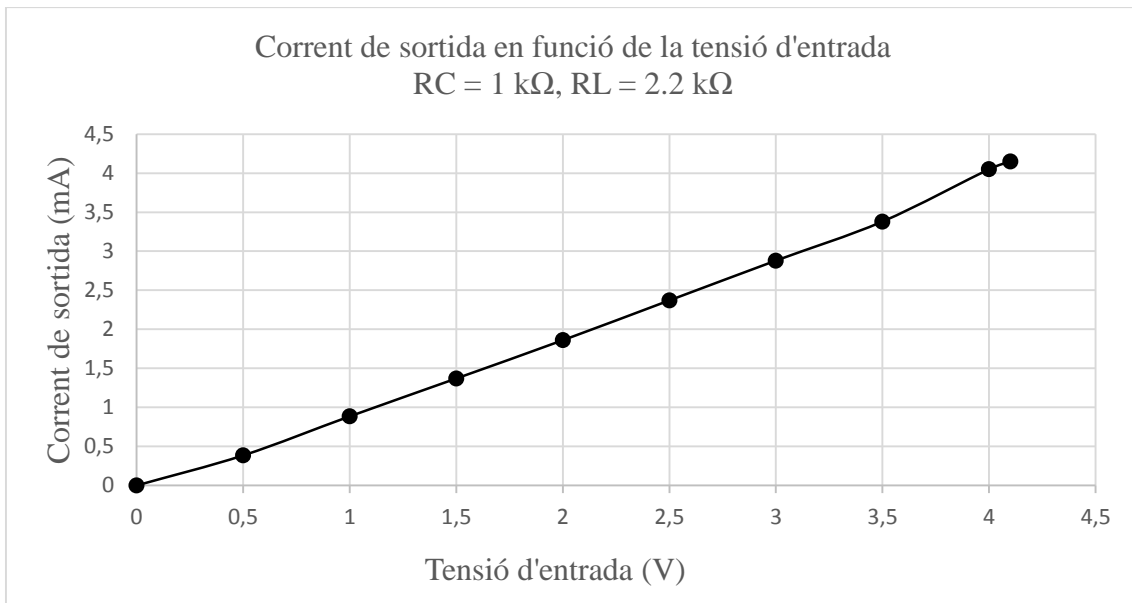


Figura 6: Corrent de sortida en funció de la tensió d'entrada $R_C = R_L = 2.2 \text{ k}\Omega$

A partir de 4 V de tensió d'entrada el corrent de sortida es veu limitat a 4.15 mA quan a l'apartat anterior s'ha obtingut un corrent de sortida de 6.39 mA a una tensió d'entrada de 6.31 V, això és degut a que com més gran sigui la resistència de càrrega, l'amplificador operacional haurà de donar més tensió per tal de garantir el corrent a la sortida. En aquest cas, la tensió de sortida de l'amplificador operacional 1 és de 13 V quan la tensió d'entrada són 4.1 V.

- 5.1.4. Determineu el valor de la constant de proporcionalitat K a partir dels valors obtinguts a l'apartat 5.1.2 i 5.1.3 fent una regressió lineal amb els valors obtinguts a la zona de funcionament lineal del circuit.

Si analitzem la corba obtinguda a la zona lineal dels apartats 5.1.2 i 5.1.3 es pot obtenir la constant de proporcionalitat K .

El valor de la constant de proporcionalitat K a l'apartat 5.1.2 treballant amb Volts i mili-Ampere és de $1/1004 = 0.000996$, quan el que s'obté a l'estudi previ és de 0.001.

El valor de la constant de proporcionalitat K a l'apartat 5.1.3 treballant amb Volts i mili-Ampere és de $1/978 = 0.001022$, quan el que s'obté a l'estudi previ és de 0.001.

Podem dir que la constant de proporcionalitat és la mateixa independentment del valor de RL, tal i com s'havia obtingut a l'estudi previ.

5.1.5. Hem pogut comprovar que amb diferents valors de RL la font de corrent funciona de la forma esperada. Amb $RL = 1 \text{ k}\Omega$ connecteu una resistència d'1 k Ω en paral·lel a RC per a obtenir una nova RC de 0.5 k Ω . Varieu la tensió d'entrada de 0 a 4 V i mesureu quin és el corrent de sortida. S'obté una recta totalment lineal a tot el marge de funcionament? Es compleix la relació ($IL = Vi / RC$).

Els resultats obtinguts són els següents:

Tensió d'entrada (V)	Corrent de sortida (mA)
0	0
0,5	0,87
1	1,82
1,5	2,82
2	3,679
2,5	4,869
3	5,91
3,5	7
4	8

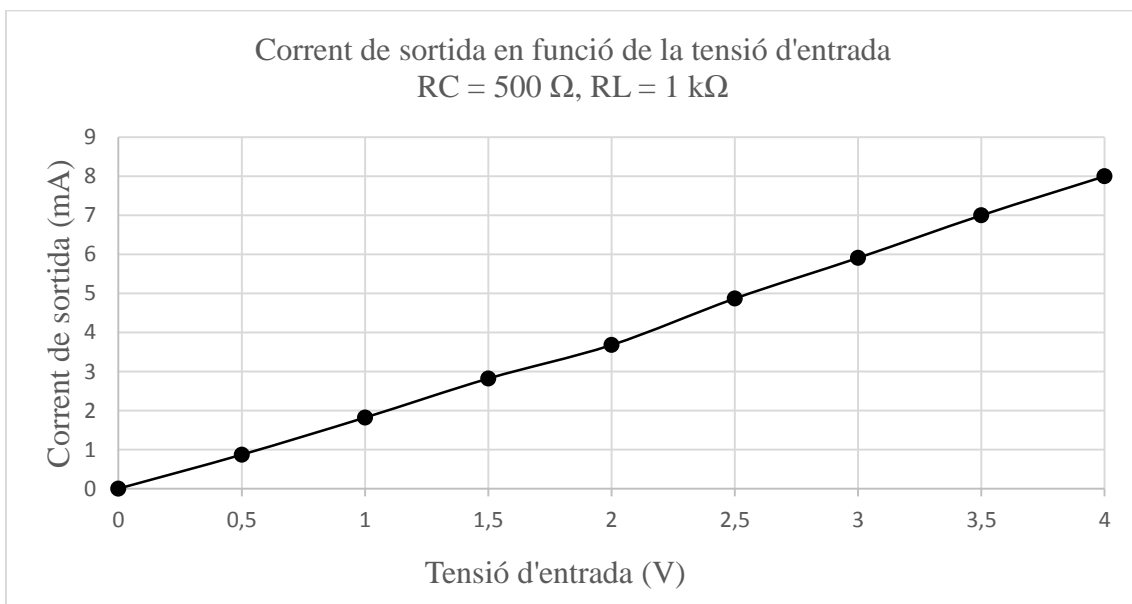


Figura 7: Corrent de sortida en funció de la tensió d'entrada RC = 500 Ω RL = 1 k Ω

Com es pot veure al gràfic i a la taula, quan la tensió d'entrada és petita no es compleix de forma exacta la relació ($I_L = V_i/RC$) però a tensions més altes si, això és degut a que a baixes tensions d'entrada apareixen offsets que fan que el corrent de sortida sigui més petit que l'esperat.

Tot i aquests offsets, la font de corrent funciona coma VCIS fins que es satura l'amplificador operacional 1.

- 5.2. Connecteu un Generador d'ona triangular de 1 kHz i aneu augmentant l'amplitud a l'entrada del circuit. Connecteu el senyal d'entrada al canal X de l'oscil·loscopi i connecteu la tensió sortida del circuit al canal Y.
- 5.2.1. Poseu l'oscil·loscopi en mode X-Y. Justifiqueu el resultat obtingut i assenyaieu els punts més rellevants de la corba.

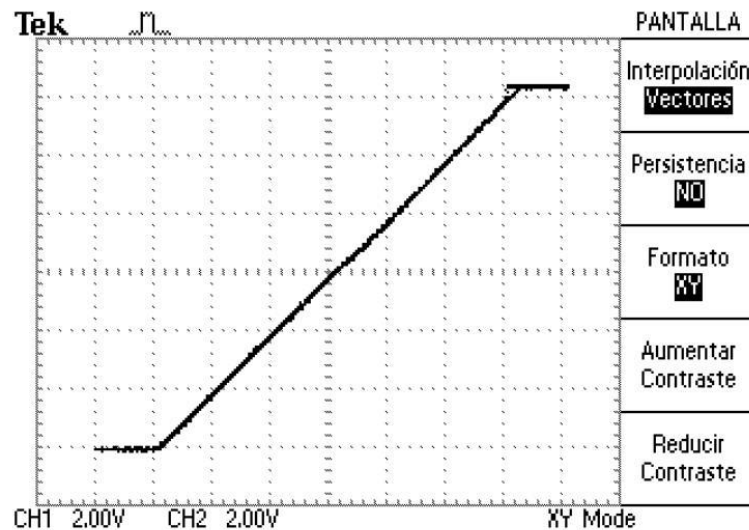


Figura 8: Mode X-Y amb un senyal d'entrada triangular

Mitjançant un senyal triangular es pot veure el rang de valors on la font de corrent controlada per tensió actua com a tal. L'oscil·loscopi no permet l'ús de cursors en mode XY però es pot veure com la font de corrent treballa en zona lineal fins que els amplificadors operacionals es saturen, tal i com s'ha vist als apartats anteriors.

- 5.3. Substituiu RL per un condensador de 100 nF. Introduïu una tensió d'entrada quadrada de -1 a 1 V d'amplitud i amb una freqüència de 1000 Hz . Visualitzeu l'entrada i la sortida a l'oscil·loscopi. Correspon la forma d'ona de sortida a la que es pot esperar d'una anàlisi teòrica?

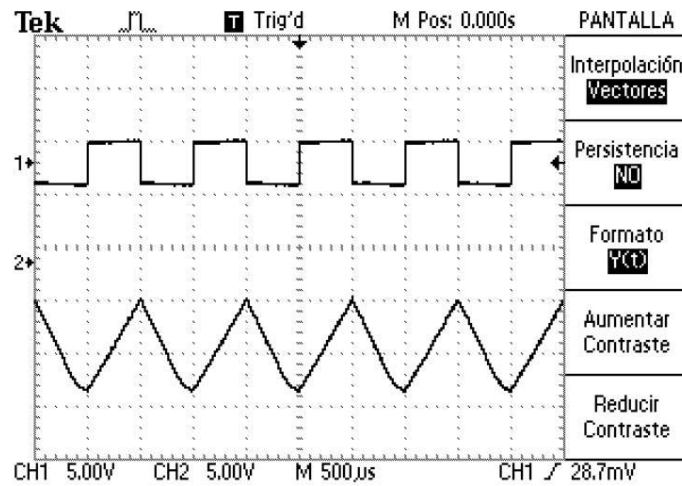


Figura 9: Senyal d'entrada i sortida amb un condensador de 100 nF a la sortida.

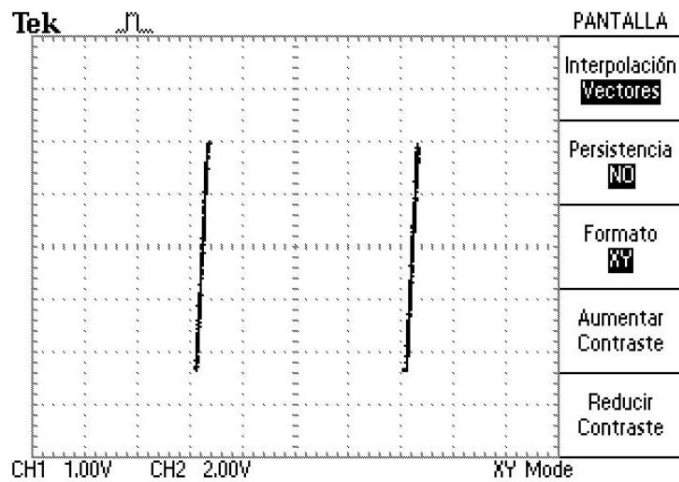


Figura 10: Mode X-Y amb un condensador de 100 nF a la sortida.

Efectivament. Un condensador a la sortida actua com a integrador i un cop se li aplica un tren de polsos es carrega i es descarrega el condensador.

Annex 5: Pràctica “Regulador sèrie de tensió”

En aquest annex es mostra l'enunciat i resolució de la pràctica Regulador sèrie de tensió.



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

ENUNCIAT: REGULADOR SERIE DE TENSIÓ

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Correcta utilització dels instruments del laboratori
- Comprendre la necessitat i utilitat dels reguladors de tensió
- Detallar la diferència entre la regulació de càrrega i la regulació de línia.

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Bossa de components passius:
 - 1 Resistència de 2.9 k Ω
 - 1 Resistència de 5.1 k Ω
 - 1 Potenciòmetre de 1 k Ω
 - 1 Resistència de 220 Ω
 - 1 Resistència de 10 k Ω
 - 1 Díode Zener de 5.1 V
 - 1 Transistor NPN BD139
 - 1 Amplificador Operacional uA741
 - 1 Integrat LM723
 - Càrrega activa (lliurada pel professor)

3. Introducció teòrica de la pràctica

Els reguladors de tensió s'utilitzen per mantenir constants les tensions d'alimentació tot i les variacions al corrent de càrrega o a la tensió de la font d'alimentació primària. Els circuits electrònics necessiten tensions d'alimentació estables ja que sense aquestes, el funcionament del circuit pot degradar-se o el circuit pot deixar de funcionar.

Una variació del 10% a l'entrada produiria una variació proporcional a la sortida. En alguns circuits, una petita variació a l'entrada no representaria cap problema important, però en altres si. Per exemple, no suposarà cap problema si un amplificador operacional funciona

amb una alimentació de 15 V i per un instant passa a funcionar amb una tensió d'alimentació de 12 V, en canvi, un circuit lògic TTL no podrà funcionar correctament si passa d'una tensió de 5 V a una de 4 V.

Ara bé, si es produeix una sobretensió, tant l'amplificador operacional com el circuit lògic es poden malmetre.

Hi ha diversos paràmetres que ens proporcionen la capacitat del circuit enfront les variacions en la senyal alterna de línia i el procés d'aconseguir l'estabilitat enfront de les variacions de càrrega:

- Regulació de línia: La regulació de línia és la que determina la capacitat del circuit per fer front a les variacions a la senyal d'entrada. Ve donada per la següent expressió:

$$\text{Regulació de Línia} = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\min}} \cdot 100 (\%)$$

On:

- V_{MAX} = Tensió a la càrrega produïda per la màxima tensió a l'entrada
 - V_{MIN} = Tensió a la càrrega per a la mínima tensió de línia
- Regulació de càrrega: La regulació de càrrega és el procés d'aconseguir l'estabilitat tot i les variacions de càrrega. El valor de continua de la alimentació pot caure quan el corrent de la càrrega augmenta. Aquestes variacions de corrent de càrrega poden ser majors que les variacions habituals vistes des de la línia d'alterna, aquestes variacions de corrent provoquen un increment o decrement de la quantitat de rissat d'alterna vist a la tensió de sortida (que hauria de ser zero) que poden causar interferències o introduir-se en etapes de processat de senyals. Ve donada per la següent expressió:

$$\text{Regulació de càrrega} = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\min}} \cdot 100 (\%)$$

On:

- V_{MAX} = Màxima tensió de carrega produïda
- V_{MIN} = Mínima tensió de càrrega produïda

Per aconseguir mantenir una tensió de sortida constant el regulador de tensió necessita mesurar la sortida i compensar les irregularitats. Es necessita una referència per portar a terme una compensació estable amb el senyal de sortida i algun comparador o amplificador per a portar a terme aquesta comparació. També es necessari un element de control per absorbir la diferència entre l'entrada al regulador i la sortida desitjada.

L'element de control pot aparèixer en sèrie o en paral·lel. La majoria de circuits integrats són de tipus sèrie. La principal avantatge dels reguladors lineals és la seva facilitat d'ús i la seva precisió de control, per contra, els reguladors tenen un rendiment baix.

A la Figura 1 s'observa un regulador sèrie de tensió bàsic.

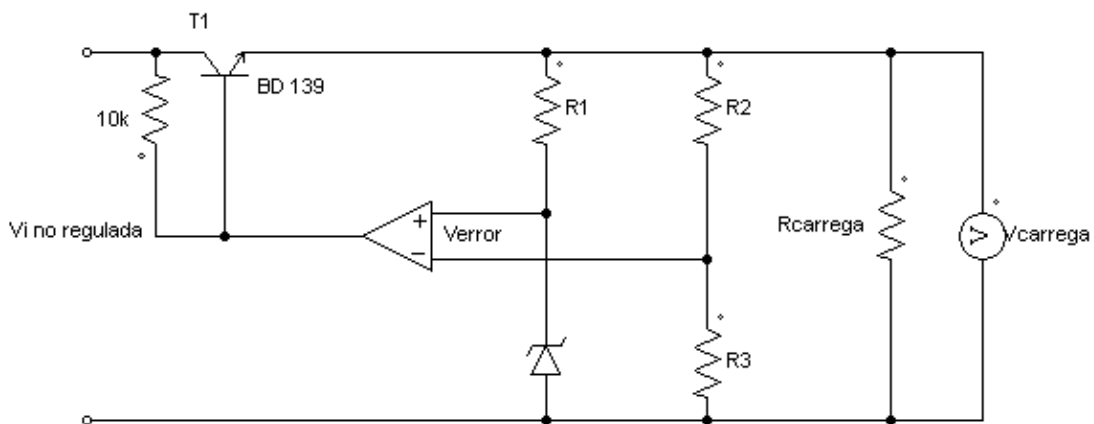


Figura 1: Regulador sèrie de tensió bàsic

El mètode de funcionament del regulador sèrie de tensió utilitzant l'amplificador operacional uA741 és el següent:

Els reguladors sèrie estan formats, com hem dit anteriorment, per tres parts, el dispositiu de control, la lògica i la referència i la càrrega.

El transistor Q és el dispositiu de control sèrie encarregat de deixar passar corrent a la càrrega, així amplificant el corrent de sortida de l'amplificador operacional. L'amplificador operacional supervisa les seves dues entrades, l'entrada no inversora (+) veu la tensió Zener i l'entrada inversora (-) veu la caiguda de tensió a R3.

L'amplificador operacional produirà el nivell adequat per tal de mantenir la V error a 0, això vol dir que la tensió R3 serà igual a la tensió del Zener. La caiguda de tensió V_{be} es veurà compensada i la diferència entre el senyal d'entrada filtrat i el senyal $V_{carrega}$ final causarà

entre el col·lector i emissor de Q. La resistència R1 s'utilitza per polaritzar correctament el Zener.

Com es pot veure, les resistències R2 i R3 formen un divisor de tensió amb Vcàrrega, d'aquesta manera, es pot obtenir la tensió de la càrrega en funció d'aquests paràmetres:

$$V_{\text{càrrega}} = \frac{R_2 - R_3}{R_3} \cdot V_{\text{zener}}$$

4. Estudi previ

Donat el circuit de la Figura 2:

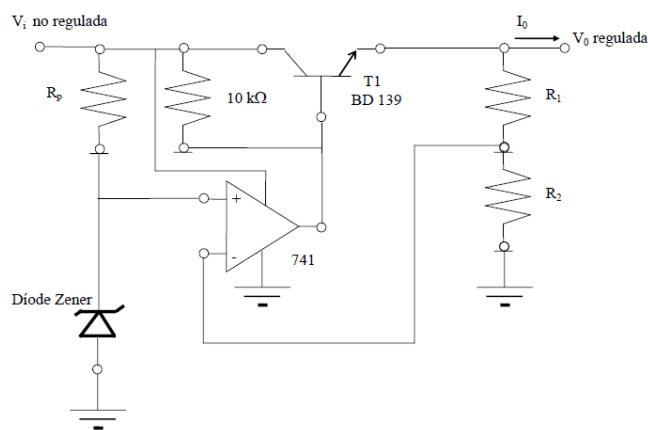


Figura 2: Regulador de tensió bàsic

Considerant un díode Zener de 5.1 V, la tensió de sortida que es desitja obtenir és de 8V enfront unes variacions d'entrada de 10 V (10 V – 20 V)

- 4.1. Disseny d'un regulador de tensió bàsic:
 - 4.1.1. Trobeu uns valors d'R1 i R2 que acompleixin l'especificació de sortida desitjada i que no consumeixin excessiu corrent. ($IR_1 + R_2 < 1\text{mA}$).
 - 4.1.2. Dimensioneu la resistència de polarització del díode Zener (5,1 V) per a que actui com a tal. (Considereu que el corrent de polarització mínim en el díode Zener ha de ser d'uns 20 mA.)
 - 4.1.3. Si en aquesta part de la pràctica el regulador s'utilitzarà en buit ($I_O = 0\text{ A}$), ¿quina és la màxima tensió admissible a la entrada?
 - 4.1.4. El resistor de 10 kΩ connectat entre l'entrada i la base del transistor serveix per aprofitar més bé el marge dinàmic de corrents de sortida de l'amplificador uA741. Si el resistor no hi fos, quins serien els corrents de sortida màxims i

mínims de l'AO? Considereu que volem un corrent de càrrega $I_0 = 360 \text{ mA}$ i que l' $h_{FE}=100$. Recordeu també que la tensió d'entrada V_{in} està entre 10 V i 20 V. Quins són els corrents màxim i mínim que subministra l'AO amb el resistor de $10 \text{ k}\Omega$ connectat?

4.1.5. Quina és, per a petites variacions, la regulació de línia esperada ($\Delta V_O/\Delta V_i$) en mV/V? Utilitzeu, per al seu càlcul, els valors següents:

- $R_{in} = 500 \Omega$ (resistència d'entrada al transistor)
- $R_O = 50 \text{ k}\Omega$ (resistència de sortida del transistor)
- $h_{FE} = 100$
- $A_O = 2000$ (guany de l'amplificador operacional) Electrònica Analògica
- $R_L = \infty$

4.2. L'integrat LM723 com a base del regulador:

4.2.1. Consulteu al full de característiques del LM723 i busqueu quin és el circuit que s'utilitzarà per a tenir una tensió de sortida de 8 V i determineu les connexions per implementar en aquest circuit

4.2.2. Calculeu el valor de R_1 , R_2 , R_3 i R_{SC} utilitzant les expressions que facilita el full de característiques i que el corrent màxim a la sortida no sigui superior de 150 mA.

4.2.3. Per a que el regulador de tensió pugui donar més corrent a la sortida s'ha de canviar la seva configuració utilitzant un transistor NPN extern. Busqueu al full de característiques quin és aquest circuit i calculeu de nou el valor de R_{SC} per a obtenir un corrent màxim a la sortida de 360 mA.

4.3. Càrrega activa:

4.3.1. Dissenyeu R_a i P_1 de forma que T4 passi de tall ($V_{ce}=V_O$, $I_O=0$) a saturació ($V_{ce}\approx 100 \text{ mV}$) si $V_{cc} = 15 \text{ V}$. Considereu els valors extrems que pot tenir β i la potència màxima que pot dissipar tant R_a com P_1 és de 0.2 W. Recordeu que el corrent que circula per la càrrega és de 360 mA.

5. Circuits i Mesures

- 5.1. Munteu al laboratori el circuit de la Figura 1 amb els valors dels resistors calculats a l'estudi previ. Els resistors R1 i R2 poden ser implementats utilitzant resistors fixos i un potenciòmetre de 1 per a facilitar l'ajust. S'ha de mantenir, però, la condició $i(R1+R2) < 1$ mA. Varieu la tensió d'entrada entre 10 V i 20 V i mesureu la tensió de sortida (Considereu més de 5 punts equiespaiats).
- 5.2. Quina és la regulació de línia mesurada ($\Delta V_O/\Delta V_i$)? Expressau el resultat en mV/V. Per què hi ha discrepància entre la calculada i la mesurada?
- 5.3. Com s'ha vist a l'estudi previ, es pot regular la tensió de sortida utilitzant l'integrat LM721. Munteu el regulador LM721 amb els paràmetres obtinguts a l'estudi previ i varieu la tensió d'entrada entre 10 V i 20 V mentre mesureu la tensió de sortida (Considereu més de 5 punts equiespaiats). Els resistors R1 i R2 poden ser implementats utilitzant resistors fixos i un potenciòmetre de 1 k Ω per facilitar l'ajust.
- 5.4. Quina és la regulació de línia mesurada ($\Delta V_O/\Delta V_i$)? Expressau el resultat en mV/V. Per què hi ha discrepància entre la calculada i la mesurada?
- 5.5. Munteu a la sortida la càrrega activa que us facilitarà el professor. El corrent de sortida està limitat a 120 mA, per tant, la tensió de sortida es veurà reduïda degut a aquesta limitació. Considereu $R1 = 560 \Omega$ i ajusteu el potenciòmetre per tal de tenir una tensió entre 3.7 V i 5.2 V al nus format per la resistència de 1 k Ω i el potenciòmetre. Es verifica que el corrent que circula per la càrrega és el corrent límit? Quina és la tensió de sortida V_o ?
- 5.6. Canvieu el muntatge del LM723 per a poder tenir un corrent a la sortida de 360 mA mantenint els valors de R1 i R2 però utilitzant el valor de R_{SC} calculat a l'estudi previ per tal que el corrent que circuli per la càrrega sigui de 360 mA. Verifiqueu que la tensió de sortida V_o és de 8 V. Amb els valors obtinguts calcula el valor real de β del transistor en aquest cas.



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

RESOLUCIÓ: REGULADOR SERIE DE TENSIÓ

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Correcta utilització dels instruments del laboratori
- Comprendre la necessitat i utilitat dels reguladors de tensió
- Detallar la diferència entre la regulació de càrrega i la regulació de línia.

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Bossa de components passius:
 - 1 Resistència de 2.9 k Ω
 - 1 Resistència de 5.1 k Ω
 - 1 Potenciòmetre de 1 k Ω
 - 1 Resistència de 220 Ω
 - 1 Resistència de 10 k Ω
 - 1 Díode Zener de 5.1 V
 - 1 Transistor NPN BD139
 - 1 Amplificador Operacional uA741
 - 1 Integrat LM723
 - Càrrega activa (lliurada pel professor)

3. Introducció teòrica de la pràctica

Els reguladors de tensió s'utilitzen per mantenir constants les tensions d'alimentació tot i les variacions al corrent de càrrega o a la tensió de la font d'alimentació primària. Els circuits electrònics necessiten tensions d'alimentació estables ja que sense aquestes, el funcionament del circuit pot degradar-se o el circuit pot deixar de funcionar.

Una variació del 10% a l'entrada produiria una variació proporcional a la sortida. En alguns circuits, una petita variació a l'entrada no representaria cap problema important, però en altres si. Per exemple, no suposarà cap problema si un amplificador operacional funciona

amb una alimentació de 15 V i per un instant passa a funcionar amb una tensió d'alimentació de 12 V, en canvi, un circuit lògic TTL no podrà funcionar correctament si passa d'una tensió de 5 V a una de 4 V.

Ara bé, si es produeix una sobretensió, tant l'amplificador operacional com el circuit lògic es poden malmetre.

Hi ha diversos paràmetres que ens proporcionen la capacitat del circuit enfront les variacions en la senyal alterna de línia i el procés d'aconseguir l'estabilitat enfront de les variacions de càrrega:

- Regulació de línia: La regulació de línia és la que determina la capacitat del circuit per fer front a les variacions a la senyal d'entrada. Ve donada per la següent expressió:

$$\text{Regulació de Línia} = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\min}} \cdot 100 (\%)$$

On:

- V_{MAX} = Tensió a la càrrega produïda per la màxima tensió a l'entrada
 - V_{MIN} = Tensió a la càrrega per a la mínima tensió de línia
- Regulació de càrrega: La regulació de càrrega és el procés d'aconseguir l'estabilitat tot i les variacions de càrrega. El valor de continua de la alimentació pot caure quan el corrent de la càrrega augmenta. Aquestes variacions de corrent de càrrega poden ser majors que les variacions habituals vistes des de la línia d'alterna, aquestes variacions de corrent provoquen un increment o decrement de la quantitat de rissat d'alterna vist a la tensió de sortida (que hauria de ser zero) que poden causar interferències o introduir-se en etapes de processat de senyals. Ve donada per la següent expressió:

$$\text{Regulació de càrrega} = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\min}} \cdot 100 (\%)$$

On:

- V_{MAX} = Màxima tensió de càrrega produïda
- V_{MIN} = Mínima tensió de càrrega produïda

Per aconseguir mantenir una tensió de sortida constant el regulador de tensió necessita mesurar la sortida i compensar les irregularitats. Es necessita una referència per portar a terme una compensació estable amb el senyal de sortida i algun comparador o amplificador per a portar a terme aquesta comparació. També es necessari un element de control per absorbir la diferència entre l'entrada al regulador i la sortida desitjada.

L'element de control pot aparèixer en sèrie o en paral·lel. La majoria de circuits integrats són de tipus sèrie. La principal avantatge dels reguladors lineals és la seva facilitat d'ús i la seva precisió de control, per contra, els reguladors tenen un rendiment baix.

A la Figura 1 s'observa un regulador sèrie de tensió bàsic.

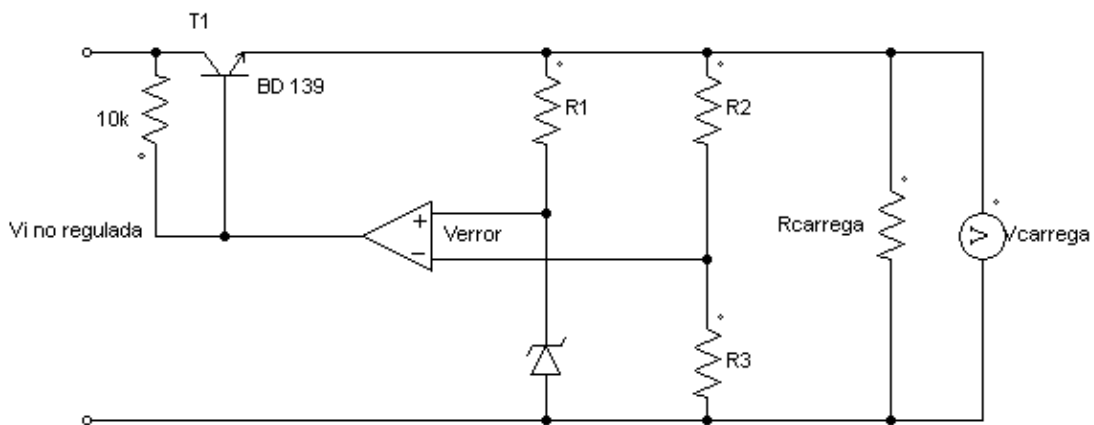


Figura 1: Regulador sèrie de tensió bàsic

El mètode de funcionament del regulador sèrie de tensió utilitzant l'amplificador operacional uA741 és el següent:

Els reguladors sèrie estan formats, com hem dit anteriorment, per tres parts, el dispositiu de control, la lògica i la referència i la càrrega.

El transistor Q és el dispositiu de control sèrie encarregat de deixar passar corrent a la càrrega, així amplificant el corrent de sortida de l'amplificador operacional. L'amplificador operacional supervisa les seves dues entrades, l'entrada no inversora (+) veu la tensió Zener i l'entrada inversora (-) veu la caiguda de tensió a R3.

L'amplificador operacional produirà el nivell adequat per tal de mantenir la V error a 0, això vol dir que la tensió R3 serà igual a la tensió del Zener. La caiguda de tensió V_{be} es veurà

compensada i la diferència entre el senyal d'entrada filtrat i el senyal $V_{càrrega}$ final caurà entre el col·lector i emissor de Q. La resistència R1 s'utilitza per polaritzar correctament el Zener.

Com es pot veure, les resistències R2 i R3 formen un divisor de tensió amb $V_{càrrega}$, d'aquesta manera, es pot obtenir la tensió de la càrrega en funció d'aquests paràmetres:

$$V_{càrrega} = \frac{R_2 - R_3}{R_3} \cdot V_{zener}$$

4. Estudi previ

Donat el circuit de la Figura 2:

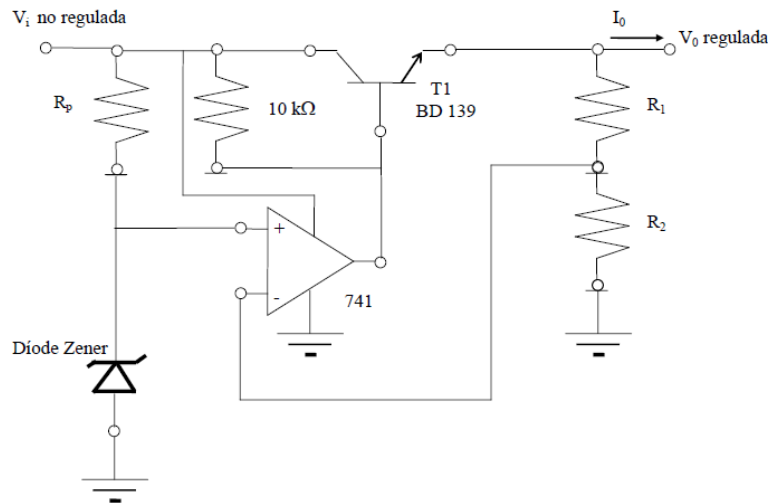


Figura 2: Regulador de tensió bàsic

Considerant un díode Zener de 5.1 V, la tensió de sortida que es desitja obtenir és de 8V enfront unes variacions d'entrada de 10 V (10 V – 20 V)

4.1. Disseny d'un regulador de tensió bàsic:

4.1.1. Trobeu uns valors d'R1 i R2 que acompleixin l'especificació de sortida desitjada i que no consumeixin excessiu corrent. ($I_{R1+R2} < 1\text{mA}$).

V_Z = Tensió del díode Zener.

V_S = Tensió al node entre R1 i R2

$$V_{id} = V_Z - V_S = V_Z - V_0 \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

$$V_Z = V_O \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1} \rightarrow R_1 = \frac{R_2 \cdot V_O - V_Z \cdot R_2}{V_Z}$$

$$R_1 = R_2 \cdot \left(\frac{V_O}{V_Z} - 1 \right)$$

$$I = \frac{V_O}{R_1 + R_2}$$

$$R_1 = \frac{V_O}{I} - R_2$$

Substituint els valors $V_O = 8V$, $I = 1 \text{ mA}$ i $V_Z = 5.1 \text{ V}$:

$$R_2 \cdot \left(\frac{V_O}{V_Z} - 1 \right) = \frac{V_O}{I} - R_2$$

$$R_2 \cdot \left(\frac{8V}{5.1V} - 1 \right) = \frac{8V}{1\text{mA}} - R_2$$

$$R_2 = 5.1 \text{ k}\Omega$$

Recuperant l'expressió anterior:

$$R_1 = \frac{V_O}{I} - 5.1 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 2.9 \text{ k}\Omega$$

- 4.1.2. Dimensioneu la resistència de polarització del díode Zener (5,1 V) per a que actui com a tal. (Considereu que el corrent de polarització mínim en el díode Zener ha de ser d'uns 20 mA.)

$$V_Z = 5.1 \text{ V} \rightarrow R_Z = \frac{V_Z}{I_Z} = \frac{5.1 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 255 \Omega$$

- 4.1.3. Si en aquesta part de la pràctica el regulador s'utilitzarà en buit ($I_O = 0 \text{ A}$), ¿quina és la màxima tensió admissible a la entrada?

$$V_{\text{BASE}} = V_O + V_{\text{BE}} = 8V + 1V = 9V$$

$$I_R + I_A = I_B$$

$$\frac{V_i + V_{\text{BASE}}}{10 \text{ k}\Omega} + I_A = I_B \rightarrow I_O = I_B \cdot \beta$$

$$I_B = \frac{I_O}{\beta} = \frac{0}{\beta} = 0$$

$$V_i = 10 \text{ V} \rightarrow I_A = -\frac{V_i + V_{\text{BASE}}}{10 \text{ k}\Omega} = -\frac{10 - 9}{10 \text{ k}\Omega} = -0.1 \text{ mA}$$

$$V_i = 20 \text{ V} \rightarrow I_A = - \frac{V_i + V_{\text{BASE}}}{10 \text{ k}\Omega} = - \frac{20 - 9}{10 \text{ k}\Omega} = -1.1 \text{ mA}$$

Si es tenen en compte els valors de corrent màxims amb els que pot treballar l'amplificador operacional es conclou que el corrent de sortida de l'amplificador operacional no limitarà el corrent d'entrada del regulador. Per altra banda la tensió d'alimentació de l'amplificador és de $\pm 15 \text{ V}$, per tant, superar els 20 V de tensió d'entrada no farà saturar l'amplificador.

4.1.4. El resistor de $10 \text{ k}\Omega$ connectat entre l'entrada i la base del transistor serveix per aprofitar més bé el marge dinàmic de corrents de sortida de l'amplificador uA741. Si el resistor no hi fos, quins serien els corrents de sortida màxims i mínims de l'AO? Considereu que volem un corrent de càrrega $I_O = 360 \text{ mA}$ i que $h_{FE}=100$. Recordeu també que la tensió d'entrada V_{in} està entre 10 V i 20 V . Quins són els corrents màxim i mínim que subministra l'AO amb el resistor de $10 \text{ k}\Omega$ connectat?

- Sense el resistor de $10 \text{ k}\Omega$:

$$i_{\text{BT1}} = \frac{i_O}{\beta} = \frac{360 \text{ mA}}{100} = 3.6 \text{ mA} \rightarrow i_{\text{BT1}} = i_O = 3.6 \text{ mA}$$

- Amb el resistor de $10 \text{ k}\Omega$:

$$i_{\text{BT1}} = \frac{i_O}{\beta} = \frac{360 \text{ mA}}{100} = 3.6 \text{ mA}$$

$$i_{\text{BT1}} = i_{10 \text{ k}\Omega} + i_{\text{AO}}$$

$$3.6 \text{ mA} = \frac{V_i - V_{\text{BT1}}}{10 \text{ k}\Omega} + i_{\text{AO}}$$

$$V_{\text{BT1}} = V_{\text{BE,ON}} + V_O = 1 \text{ V} + 8 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

$$i_{\text{AO}} = 3.6 - \frac{V_i - 9}{10 \text{ k}\Omega}$$

$$V_i = 10 \text{ V} \rightarrow i_{\text{AO}} = 3.5 \text{ mA} \rightarrow \text{Corrent màxim}$$

$$V_i = 20 \text{ V} \rightarrow i_{\text{AO}} = 2.5 \text{ mA} \rightarrow \text{Corrent mínim}$$

4.1.5. Quina és, per a petites variacions, la regulació de línia esperada ($\Delta V_O/\Delta V_i$) en mV/V? Utilitzeu, per al seu càlcul, els valors següents:

- $R_{in} = 500 \Omega$ (resistència d'entrada al transistor)
- $R_O = 50 \text{ k}\Omega$ (resistència de sortida del transistor)
- $h_{FE} = 100$
- $A_O = 2000$ (guany de l'amplificador operacional) Electrònica Analògica
- $R_L = \infty$

Model en petit senyal:

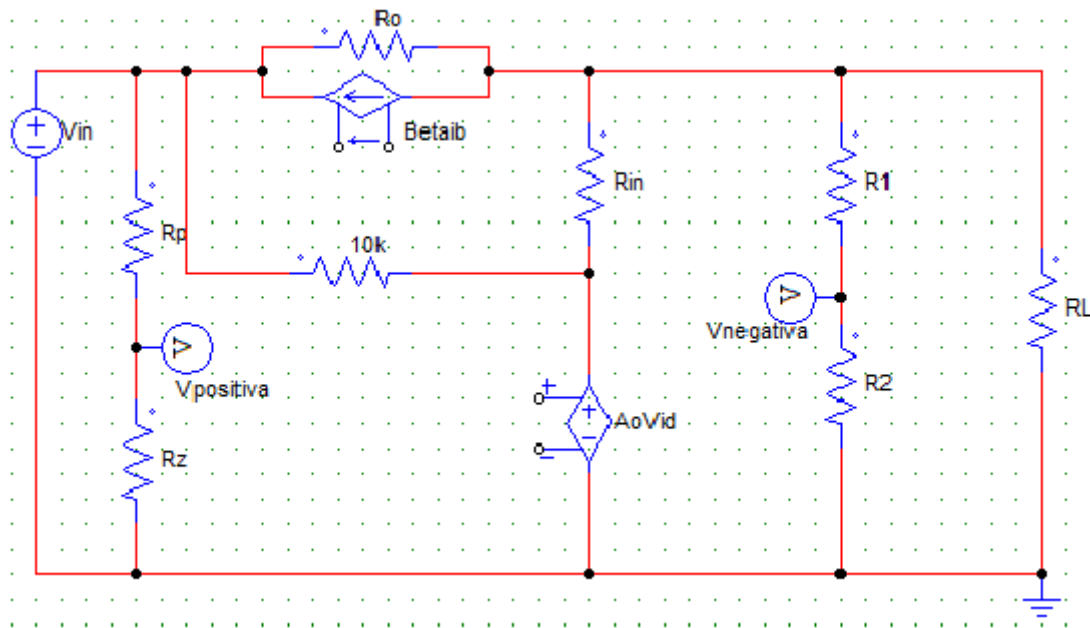


Figura 3: Model en petit senyal del regulador de tensió.

$$V_{ao} = V_{id} = V_{in} \cdot \frac{r_z}{r_z + R_p} - V_o \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

S'analitzen els corrents al nus de l'emissor del transistor:

$$I = I_{ro} + \beta \cdot I_b + I_b = I_{ro} + (\beta + 1) \cdot I_b$$

$$\frac{V_o}{R_L} + \frac{V_o}{R_o} + \frac{V_o}{R_{in}} \cdot (\beta + 1) + \frac{a_o \cdot R_2}{R_2 + R_1} \cdot V_o \cdot (\beta + 1) = \frac{V_{in}}{R_o} + \frac{a_o \cdot r_z}{R_p + r_z} \cdot V_{in} \cdot (\beta + 1)$$

S'aïlla en funció de V_o i V_{in} :

$$V_o \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_{in}} \cdot (\beta + 1) + \frac{a_o \cdot R_2}{R_2 + R_1} \cdot (\beta + 1) \right) = V_{in} \left(\frac{1}{R_o} + \frac{a_o \cdot r_z}{R_p + r_z} \cdot (\beta + 1) \right)$$

Per tant:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{R_o} + \frac{a_o \cdot r_z}{R_p + r_z} \cdot (\beta + 1)}{\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_{in}} (\beta + 1) + \frac{a_o \cdot R_2}{R_2 + R_1} \cdot (\beta + 1)}$$

Substituint cada paràmetre pel seu valor:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{50 \text{ k}\Omega} + \frac{2000 \cdot r_z}{500 + r_z} \cdot (100 + 1)}{\frac{1}{R_L} + \frac{1}{50 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{500} (100 + 1) + \frac{2000 \cdot 5.1 \text{ k}\Omega}{5.1 \text{ k}\Omega + 2.9 \text{ k}\Omega} \cdot (100 + 1)}$$

Com que l'últim terme del denominador és molt major que la resta, es pot fer la següent aproximació:

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_L} + \frac{1}{50 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{500} (100 + 1) + \frac{2000 \cdot 5.1 \text{ k}\Omega}{5.1 \text{ k}\Omega + 2.9 \text{ k}\Omega} \cdot (100 + 1) \\ \simeq \frac{2000 \cdot 5.1 \text{ k}\Omega}{5.1 \text{ k}\Omega + 2.9 \text{ k}\Omega} \cdot (100 + 1) \end{aligned}$$

D'aquesta manera s'obté el següent:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{0.01 + 20200 \cdot r_z}{128776(r_z + 500)}$$

Com que el díode Zener és ideal, la R_{eq} en petit senyal és 0.

Llavors la regulació de línia és:

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_{in}} = \frac{1.55 \text{ nV}}{\text{V}} = 1.55 \cdot 10^{-6} \frac{\text{mV}}{\text{V}}$$

4.2. L'integrat LM723 com a base del regulador:

Un regulador de tensió com el de l'estudi previ es pot trobar integrat en un integrat com en el cas del LM723. Als propers apartats ja no s'utilitzarà el regulador de tensió bàsic que s'ha utilitzat a l'apartat 4.1 sinó que la regulació de tensió es farà utilitzant únicament l'integrat LM723.

- 4.2.1. Consulteu al full de característiques del LM723 i busqueu quin és el circuit que s'utilitzarà per a tenir una tensió de sortida de 8 V i determineu les connexions per implementar en aquest circuit

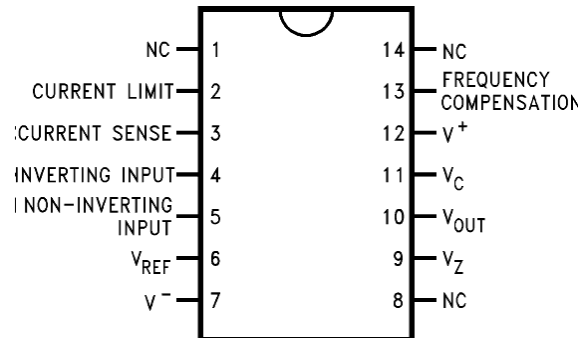


Figura 4: Integrat LM723

- 4.2.2. Calculeu el valor de R1, R2, R3 i R_{SC} utilitzant les expressions que facilita el full de característiques i que el corrent màxim a la sortida no sigui superior de 150 mA.

- R1 i R2:

A la pàgina 8 del full de característiques apareix la següent expressió:

$$V_{OUT} = \left(V_{REF} \cdot \frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

El fabricant proporciona una taula amb els valors que han de prendre les resistències R1 i R2 per tal de garantir una tensió específica a la sortida.

Per un valor de R2 fixe, si el valor de R1 augmenta, la tensió de sortida serà més gran tal i com es verifica a l'expressió anterior.

Per una tensió de 9V a la sortida, els valors de R1 i R2 han de ser de 1.87 kΩ i 7.15 kΩ respectivament. Fixant el valor més pròxim que es disposa a la bossa de components es fixa un valor de R2 de 8.2 kΩ.

Mitjançant l'expressió anterior es calcula el valor de R1:

$$V_{OUT} = \left(V_{REF} \cdot \frac{R1 + R2}{R2} \right) \rightarrow 8 = \left(7.15 \cdot \frac{R1 + 8.2 \text{ k}\Omega}{8.2 \text{ k}\Omega} \right) \rightarrow R1 = 974 \Omega$$

El valor real de R1 és de 974 Ω . Com que no es disposa d'aquest valor s'utilitza una resistència de 820 Ω en sèrie amb un potenciòmetre de 1 k Ω per ajustar la tensió de sortida a 8 V.

- R3:

A la pàgina 2 del full de característiques apareix la següent expressió:

$$R3 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}$$

Substituint els resultats de l'apartat anterior s'obté el següent valor de R3:

$$R3 = \frac{870 \cdot 8200}{870 + 8200} = 870 \Omega$$

- R_{SC}:

A la pàgina 8 del full de característiques apareix la següent expressió:

$$I_{(\text{límit})} = \frac{0.65 \text{ V}}{R_{SC}} \rightarrow R_{SC} = \frac{0.65 \text{ V}}{I_{(\text{límit})}} = \frac{0.65 \text{ V}}{150 \text{ mA}} = 4.33 \Omega$$

Com que aquesta resistència no es una resistència comercial, es busca una aproximació disposant-ne dues en paral·lel de 10 Ω i 12 Ω .

$$R_{SC} = \frac{120}{22} = 5.45 \Omega$$

$$I_{(\text{límit})} = \frac{0.65 \text{ V}}{R_{SC}} = \frac{0.65}{5.45} = 0.119 \text{ A} = 119 \text{ mA}$$

- 4.2.3. Per a que el regulador de tensió pugui donar més corrent a la sortida s'ha de canviar la seva configuració utilitzant un transistor NPN extern. Busqueu al full de característiques quin és aquest circuit i calculeu de nou el valor de R_{SC} per a obtenir un corrent màxim a la sortida de 360 mA.

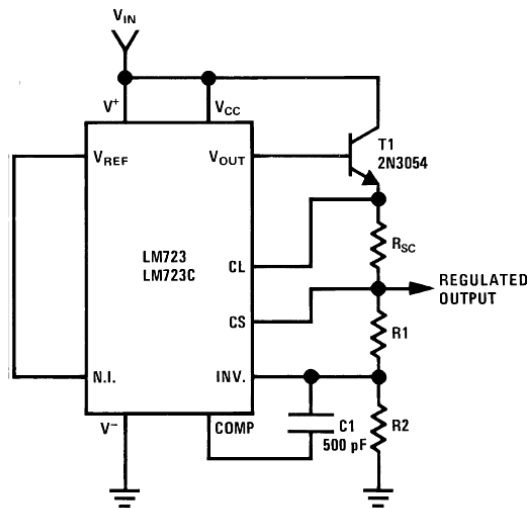


Figura 5: Muntatge del regulador LM723 per obtenir 360 mA de corrent a la sortida.

4.3. Càrrega activa:

Per a aquest apartat la càrrega serà una resistència R_c de 22Ω que permetrà dissipar més potència que les resistències que se us faciliten a la bossa de components, d'aquesta manera es podrà subministrar un corrent a la sortida de 360 mA.

La càrrega activa és la següent:

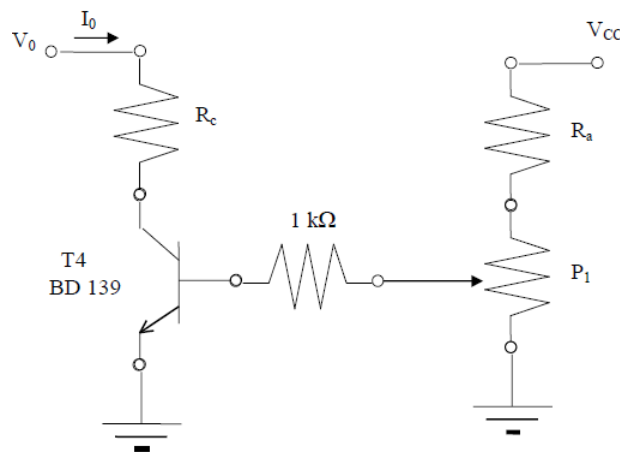


Figura 6: Càrrega activa

El transistor T4 no té un valor de β fixe, ja que aquest depèn del corrent que circula pel transistor. Per un corrent de 360 mA, el valor de β estarà comprès entre 80 i 120.

- 4.3.1. Dissenyeu R_a i $P1$ de forma que T4 passi de tall ($V_{ce}=V_O$, $I_O=0$) a saturació ($V_{ce}\approx 100 \text{ mV}$) si $V_{cc} = 15 \text{ V}$. Considereu els valors extrems que pot tenir β

i la potència màxima que pot dissipar tant Ra com P1 és de 0.2 W. Recordeu que el corrent que circula per la càrrega és de 360 mA.

Si s'analitza el circuit de la càrrega activa es pot obtenir la tensió necessària al node del potenciòmetre i la resistència de 1 kΩ en funció del valor de β.

$$\frac{I_{\text{CÀRREGA}}}{\beta} \cdot 1 \text{ k}\Omega + V_{\text{BE}} = V$$

Considerant $\beta = 80$:

$$\frac{0.360}{80} \cdot 1 \text{ k}\Omega + 0.7 = V \rightarrow V = 5.2 \text{ V}$$

El corrent que ha de circular per la resistència de 1k per garantir un corrent de 360 mA a la sortida ha de ser de:

$$I_{\text{COLECTOR}} = \beta \cdot I_{\text{BASE}} \rightarrow I_{\text{COLECTOR}} = \beta \cdot I_{\text{BASE}} \rightarrow 0.360 = 80 \cdot I_{\text{BASE}} \rightarrow I_{\text{BASE}} = 4.5 \text{ mA}$$

Analitzant el circuit s'obté el següent considerant que la potència que circula per la resistència R1 és de 20 mW:

$$I_{\text{R1}} = \frac{P}{V} = \frac{0.2}{9.8} = 20 \text{ mA}$$

$$R1 = \frac{9.8}{0.02} = 490 \Omega$$

El valor de R_{POT}, per tant:

$$\frac{5.2 - 0}{R_{\text{POT}}} = 20 - 4.5 \rightarrow R_{\text{POT}} = \frac{5.2}{0.015} = 346 \Omega$$

Considerant $\beta = 120$:

$$\frac{0.360}{120} \cdot 1 \text{ k}\Omega + 0.7 = V \rightarrow V = 3.7 \text{ V}$$

El corrent que ha de circular per la resistència de 1k per garantir un corrent de 360 mA a la sortida ha de ser de:

$$I_{\text{COLECTOR}} = \beta \cdot I_{\text{BASE}} \rightarrow I_{\text{COLECTOR}} = \beta \cdot I_{\text{BASE}} \rightarrow 0.360 = 120 \cdot I_{\text{BASE}} \rightarrow I_{\text{BASE}} = 3 \text{ mA}$$

Analitzant el circuit amb $R_1 = 490 \Omega$ obtingut a l'apartat anterior s'obté el següent:

$$I_{R_1} = \frac{V}{R} = \frac{15 - 3.7}{490} = 23 \text{ mA}$$

El valor de R_{POT} , per tant:

$$R_{\text{POT}} = \frac{3.7}{0.020} = 185 \Omega$$

Com que no es disposa una resistència de 490Ω s'utilitza un resistor de 560Ω , que també garantirà que no es supera la potència màxima admissible per les resistència i s'utilitzarà un potenciòmetre de $1 \text{ k}\Omega$.

5. Circuits i Mesures

5.1. Munteu al laboratori el circuit de la Figura 1 amb els valors dels resistors calculats a l'estudi previ. Els resistors R1 i R2 poden ser implementats utilitzant resistors fixos i un potenciòmetre de 1 per a facilitar l'ajust. S'ha de mantenir, però, la condició $i(R1+R2) < 1$ mA. Varieu la tensió d'entrada entre 10 V i 20 V i mesureu la tensió de sortida (Considereu més de 5 punts equiespaiats).

Els valors de les resistències R1 i R2 calculats a l'estudi previ són de 2.9 k Ω i 5.1 k Ω respectivament. Al no tractar-se de valors normalitzats s'utilitza un resistor de 2.9 k Ω i 5.1 k Ω junt amb potenciòmetre per a ajustar la tensió de sortida a 8 V.

Després d'ajustar la sortida de 8 V per a una entrada de 10 V es varia la tensió d'entrada fins a 20 V obtenint la següent tensió de sortida:

Tensió d'entrada (V)	Tensió de sortida (V)
10	8,
11	8,05
12	8,099
13	8,138
14	8,171
15	8,2
16	8,228
17	8,254
18	8,28
19	8,29
20	8,297

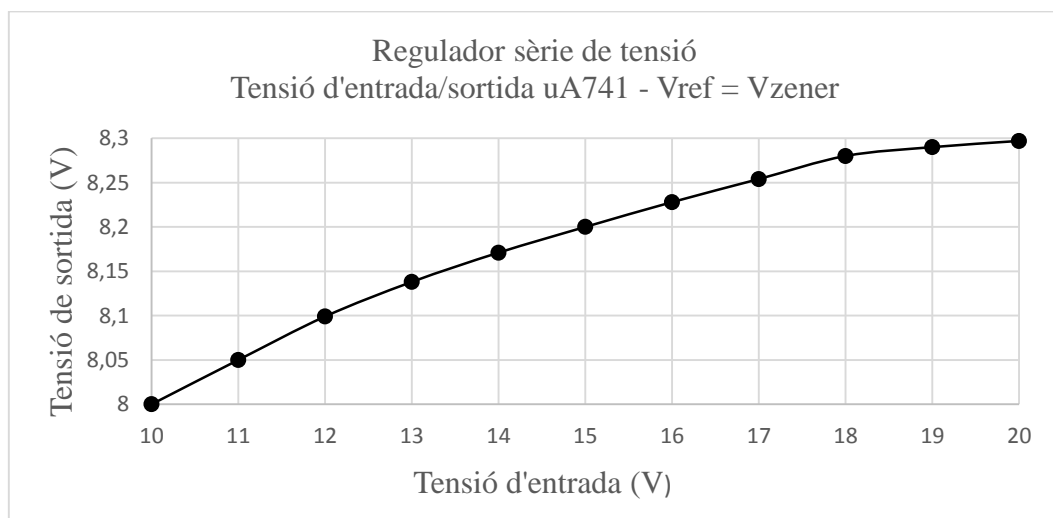


Figura 7: Tensió d'entrada/sortida uA741 - $V_{ref} = V_{zener}$

- 5.2. Quina és la regulació de línia mesurada ($\Delta V_0/\Delta V_i$)? Expressau el resultat en mV/V. Per què hi ha discrepància entre la calculada i la mesurada?

La tensió de sortida s'ha vist incrementada 297 mV quan la tensió d'entrada ha variat de 10 V a 20 V, per tant:

$$\text{Regulació de la línia} \rightarrow \frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{8,297 - 8}{20 - 10} = \mathbf{29.7 \text{ mV/V}}$$

Al fer un tractament idealitzat dels valors obtinguts a l'estudi previ contra les mesures reals fetes al laboratori és fàcil observar que hi ha moltes variacions, aquestes poden ser degudes tan a afectes externs com interns que influeixen sobre els elements i fan variar els valors, un d'ells pot ser la mida dels cables que es fan servir per fer la connexió dels components, la mateixa placa protoboard, els components no ideals, toleràncies, etc.

- 5.3. Com s'ha vist a l'estudi previ, es pot regular la tensió de sortida utilitzant l'integrat LM721. Munteu el regulador LM721 amb els paràmetres obtinguts a l'estudi previ i varieu la tensió d'entrada entre 10 V i 20 V mentre mesureu la tensió de sortida (Considereu més de 5 punts equiespaiats). Els resistors R1 i R2 poden ser implementats utilitzant resistors fixos i un potenciòmetre de 1 k Ω per facilitar l'ajust.

Els valors de les resistències R1 i R2 calculats a l'estudi previ són de 974 Ω i s'ha fixat el valor normalitzat de 8.2 k Ω respectivament. Al no tractar-se la resistència de 974 Ω d'un valor normalitzat s'utilitza un resistor de 820 Ω i 8.2 k Ω junt amb potenciòmetre per a ajustar la tensió de sortida a 8 V.

Després d'ajustar la sortida de 8 V per a una entrada de 10 V es varia la tensió d'entrada fins a 20 V obtenint la següent tensió de sortida:

Tensió d'entrada (V)	Tensió de sortida (V)
10	8,006
11	8,007
12	8,007
13	8,007
14	8,007
15	8,007
16	8,008
17	8,008
18	8,008
19	8,008
20	8,009

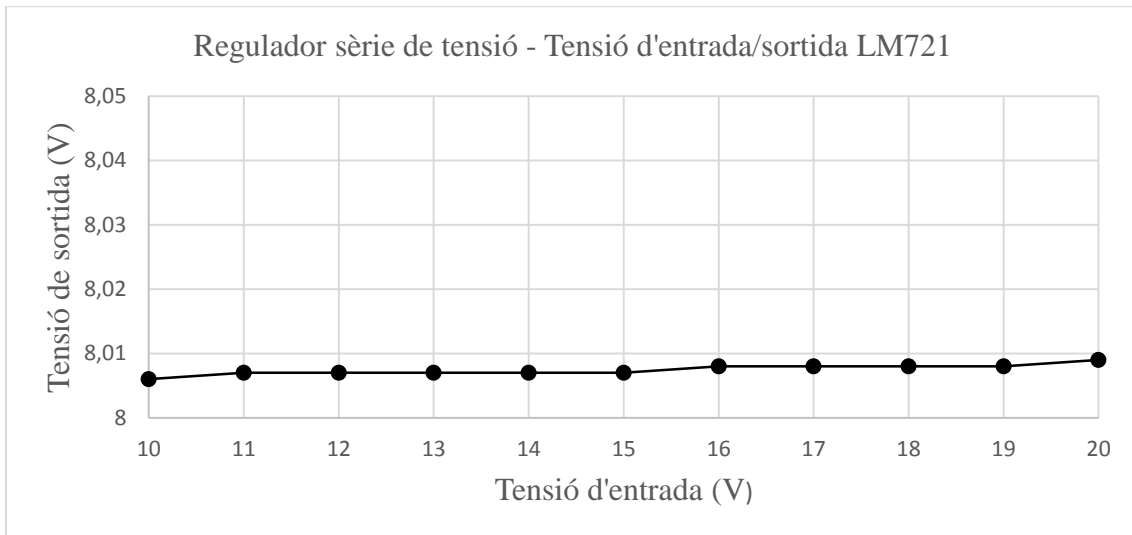


Figura 8: Tensió d'entrada/sortida LM721.

5.4. Quina és la regulació de línia mesurada ($\Delta V_0/\Delta V_i$)? Expressau el resultat en mV/V. Per què hi ha discrepància entre la calculada i la mesurada?

La tensió de sortida s'ha vist incrementada 30 mV quan la tensió d'entrada ha variat de 10 V a 20 V, per tant:

$$\text{Regulació de la línia} \rightarrow \frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{8,009 - 8,006}{20 - 10} = \mathbf{0.3 \text{ mV/V}}$$

El datasheet diu que la regulació de línia és de 0.5 mV/V, per tant, el resultat que s'obté és lleugerament millor que el teòric.

5.5. Munteu a la sortida la càrrega activa que us facilitarà el professor. El corrent de sortida està limitat a 120 mA, per tant, la tensió de sortida es veurà reduïda degut a aquesta limitació. Considereu $R_1 = 560 \Omega$ i ajusteu el potenciòmetre per tal de tenir una tensió entre 3.7 V i 5.2 V al nus format per la resistència de 1 k Ω i el potenciòmetre. Es verifica que el corrent que circula per la càrrega és el corrent límit? Quina és la tensió de sortida V_o ?

El disseny de l'estudi previ es realitza per a tenir un corrent a la càrrega de 360 mA. Com que el muntatge de la Figura 4 té una limitació de corrent de 119 mA, tal i com s'ha obtingut a l'estudi previ, la tensió de sortida es veurà disminuïda a $I_{\text{out}} \cdot R_c = V_{\text{out}} \rightarrow 0.119 \cdot 22 = \mathbf{2.618 \text{ V}}$.

Els resistors R1 i R2 obtinguts a l'estudi són de $R1 = 490 \Omega$ i $R2 = 185 \Omega$ per a $\beta = 120$ i 346Ω per a $\beta = 80$. Per a obtenir aquest resultat s'utilitza una resistència de 560Ω i un potenciòmetre de $1k \Omega$ respectivament.

Experimentalment s'obté un resultat molt semblant al teòric, el corrent es veu limitat a 120 mA i la tensió de sortida és de 2.7 V

- 5.6. Canvieu el muntatge del LM723 per a poder tenir un corrent a la sortida de 360 mA mantenint els valors de R1 i R2 però utilitzant el valor de R_{SC} calculat a l'estudi previ per tal que el corrent que circuli per la càrrega sigui de 360 mA . Verifiqueu que la tensió de sortida V_o és de 8 V . Amb els valors obtinguts calcula el valor real de β del transistor en aquest cas.

Un cop muntat el circuit del full de característiques obtingut a l'estudi previ s'ha mesurat mitjançant quatre fils la resistència R_{SC} encarregada de limitar el corrent de sortida i s'ha obtingut un valor de 1.86Ω . El valor de corrent màxim obtingut experimentalment a la càrrega és de $307,5 \text{ mA}$ per a una tensió de sortida de 8 V i la tensió que apareix al nus format per la resistència de $1 \text{ k}\Omega$ i el potenciòmetre és de 5.63 V . No s'arriba a 360 mA ja que el valor real de β no està comprès entre 80 i 120 tal i com s'ha calculat a l'estudi previ. Si calculem el valor de β real s'obté que és de 62.27 . També s'ha de considerar que el valor de R1 no és 490Ω , si no que s'ha utilitzat una resistència de 560Ω .

$$\frac{0.360}{\beta} \cdot 1 \text{ k}\Omega + 0.7 = 5.63 \text{ V} \rightarrow \beta = 62.27$$

Annex 6: Pràctica “Filtre – Oscil·lador”

En aquest annex es mostra l’enunciat i resolució de la pràctica Filtre – Oscil·lador.



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

ENUNCIAT: FILTRE – OSCIL·LADOR

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Comprendre el funcionament d'un filtre passabanda
- Disseny d'un filtre passabanda de segon ordre
- Comprendre el concepte de Sèries de Fourier
- Comprendre el concepte de Oscil·lador
- Utilització de l'eina AC Sweep

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Voltímetre i amperímetre.
- Bossa de components passius
 - 2 Resistències de 2.2 k Ω
 - 1 Resistència de 33 k Ω
 - 1 Resistència de 3.3 k Ω
 - 1 Potenciòmetre de 5 k Ω
 - 2 Condensadors de 68 nF
 - 2 Amplificadors operacionals uA741

3. Introducció teòrica de la pràctica

El circuit que es veurà a la següent pràctica és un filtre passabanda de segon ordre. Un filtre passabanda és un tipus de filtre electrònic que deixa passar a un determinat rang de freqüències d'un senyal i atenua el pas de la resta. En aquest cas es tracta d'un filtre passabanda molt estret, això significa que únicament existeix senyal a la sortida del filtre quan la freqüència del senyal d'entrada és molt propera a la freqüència del filtre passabanda. Tot i això aquest filtre també pot funcionar com a oscil·lador. Tal i com es veurà a l'anàlisi del circuit, aquest filtre passabanda de segon ordre té una funció de transferència del següent tipus:

$$G(s) = \frac{k \cdot \omega_o^2 \cdot s}{s^2 + 2\xi\omega_o \cdot s + \omega_o^2}$$

Com es veurà un cop realitzat l'anàlisi, el valor $2\xi\omega_n$ del denominador es pot apropar molt a zero amb la utilització de potenciómetres i es pot aconseguir que la funció de transferència sigui del següent tipus:

$$G(s) = \frac{k \cdot \omega_o^2 \cdot s}{s^2 + \omega_o^2}$$

Si s'aconsegueix una funció de transferència d'aquest tipus els pols es situen a l'eix $j\omega$ fet que significa que el circuit és un oscil·lador.

4. Estudi previ

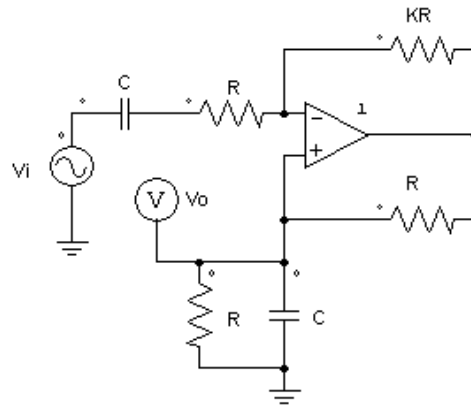


Figura 1: Filtre passabanda de segon ordre.

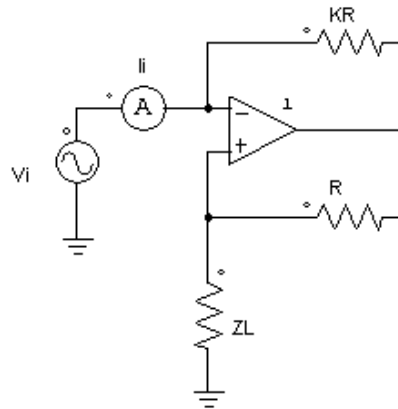


Figura 2: Convertidor negatiu d'impedàncies (NIC)

- 4.1. Trobeu la funció de transferència passabanda de segon ordre de la Figura 1. Per facilitar l'anàlisi es recomana trobar la impedància d'entrada del circuit de la Figura 2 ($Z_i = \frac{v_i}{i_i}$) i comprovar que es tracta d'un convertidor negatiu d'impedàncies. Un cop obtinguda la impedància d'entrada, substituïu Z_L pels elements de la Figura 1.
- 4.2. Amb la funció de transferència obtinguda a l'apartat 4.1 dissenyeu un filtre passabanda de freqüència central 1kHz amb un factor de qualitat (Q) de 100. Preneu com a valor de $C = 68 \text{ nF}$ i recordeu que $Q = \frac{1}{2\xi}$.

- 4.3. Simuleu el circuit de la Figura 1 mitjançant PSIM i utilitzant l'eina AC Sweep per veure la seva resposta en freqüència. Comproveu que els resultats s'ajusten als de l'apartat 4.2. Si teniu dubtes de com s'utilitza l'eina AC Sweep podeu consultar l'Annex: UTILITZACIÓ DE L'EINA AC SWEEP A L'ENTORN DE SIMULACIÓ PSIM. Considereu $KR_p = 3.3 \text{ k}\Omega$ i $R_p = 1.7 \text{ k}\Omega$

5. Circuits i Mesures

- 5.1. Munteu el circuit de la Figura 3 amb els valors obtinguts a l'estudi previ. Utilitzeu un potenciòmetre de $5 \text{ k}\Omega$ com a KR_p i R_p per ajustar el valor de K calculat a l'estudi previ (amb el potenciòmetre aïllat) i no oblideu de muntar el divisor per 10 per tal que no es saturi l'amplificador operacional.

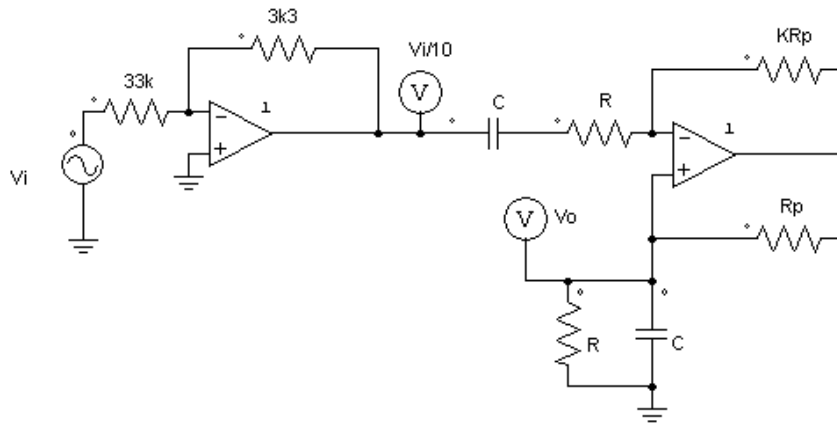


Figura 3: Filtre passabanda de segon ordre amb un divisor per deu a l'entrada.

- 5.1.1. Comproveu que la freqüència central del filtre es correspon amb la de l'estudi previ i mesureu l'ample de banda del filtre amb $V_i = 5 \text{ V}$.
- 5.1.2. Quin és el guany del filtre?
- 5.1.3. Les Series de Fourier constitueixen l'eina matemàtica que s'utilitza per realitzar l'anàlisi de funcions periòdiques a través de la descomposició d'aquesta funció en una suma infinita de funcions sinusoidals (molt més simples, com ara combinació de sinus i cosinus a diverses freqüències). Apliqueu a l'entrada del circuit (V_1) un senyal quadrat d'1 kHz i feu variar la freqüència a $f = 1 \text{ kHz}/n$ amb $n=2, 3, 5$ i 7 . Observeu a quines freqüències apareix un senyal sinusoidal a la sortida.
- 5.1.4. Repetiu l'apartat anterior per un senyal triangular a l'entrada.

- 5.1.5. Com s'ha pogut observar a l'estudi previ el valor de K és molt proper a 2, fet que provoca que els pols estiguin molt propers a l'eix $j\omega$. Desconnecta el senyal d'entrada V_i i observa si el circuit continua oscil·lant.

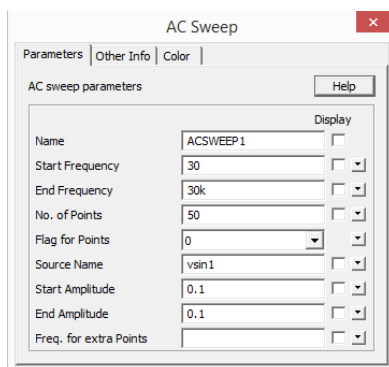
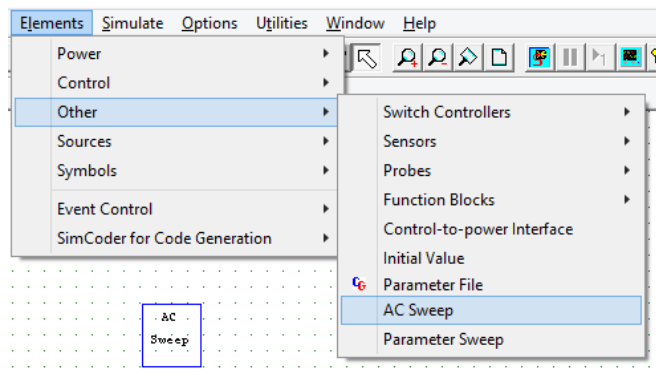
6. Annexes

ANNEX: UTILITZACIÓ DE L'EINA AC SWEEP A L'ENTORN DE SIMULACIÓ PSIM

A continuació es mostra com utilitzar l'eina AC Sweep a l'entorn de simulació Psim. L'AC Sweep és una eina que disposa l'entorn de simulació Psim i és l'encarregada d'obtenir la resposta en freqüència d'un sistema.

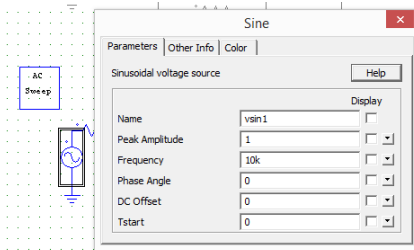
Per a obtenir la resposta en freqüència d'un sistema són necessaris 3 elements:

1. Bloc AC Sweep



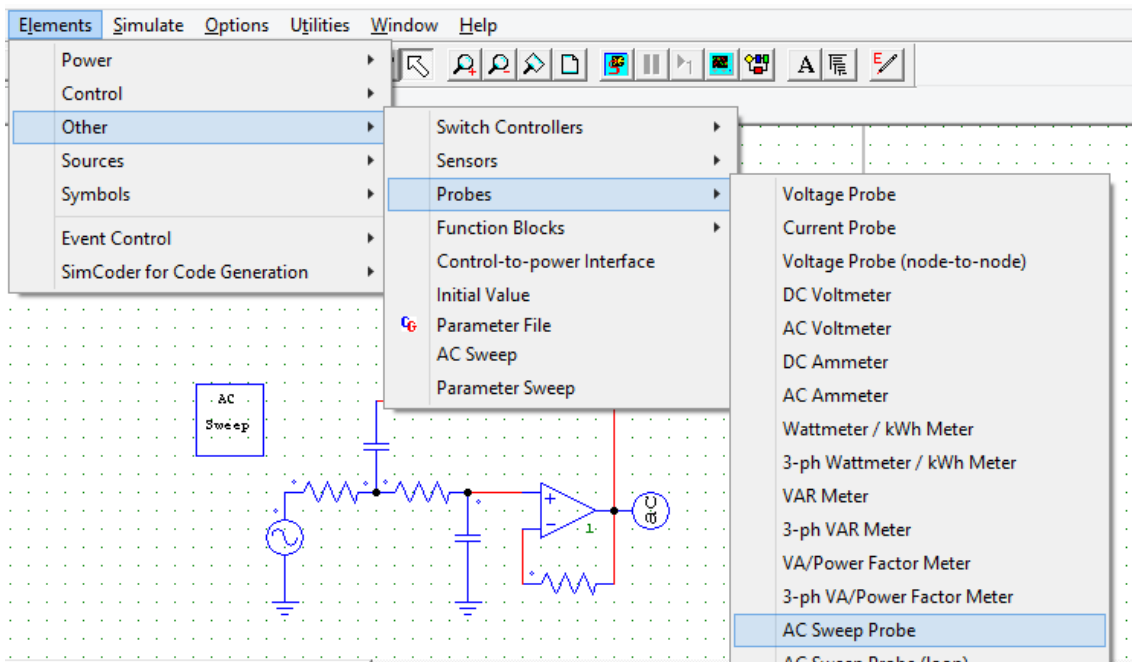
El bloc AC Sweep és l'encarregat de determinar els paràmetres de la resposta en freqüència. A aquest bloc s'hi destaquen els paràmetres Source Name i Freq. for extra points. El Source name és un dels tres elements necessaris per obtenir la resposta en freqüència i serà explicat posteriorment. El paràmetre Freq. for extra points s'utilitza per determinar freqüències específiques en casos on el mòdul o la fase canvia significativament i es desitja tenir més resolució en aquestes freqüències.

2. Font de tensió sinusoidal (vsin1)



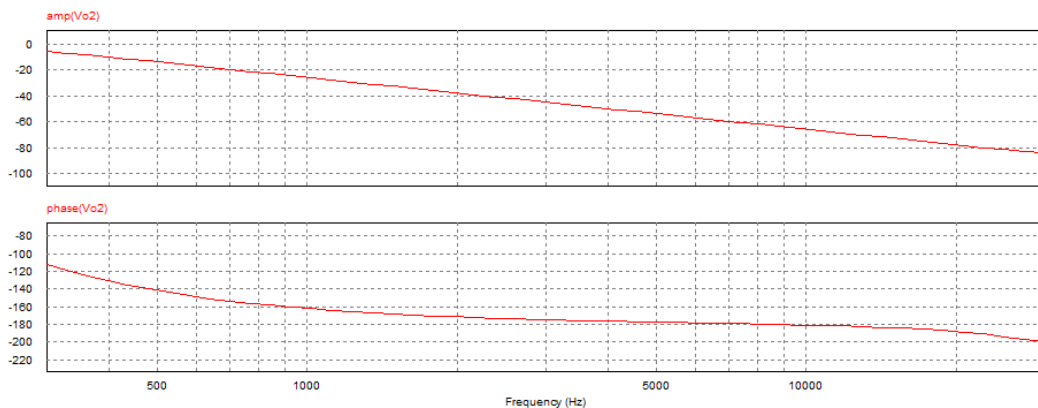
Aquesta font de tensió és l'encarregada de generar la resposta en freqüència. Aquesta ha d'anar connectada a l'entrada del circuit i ha de tenir el mateix nom que el que apareix a l'apartat Source Name dels paràmetres de configuració de l'element AC Sweep. No és necessari introduir cap valor específic als paràmetres Peak Amplitude i Frequency.

3. AC Sweep Probe



L'element AC Sweep Probe és l'equivalent al voltímetre en un circuit on s'obté la resposta temporal. Aquest element es connecta a la sortida del circuit.

Un cop es simula el circuit s'obté la resposta en freqüència, en mòdul i fase:





UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

RESOLUCIÓ: FILTRE – OSCIL·LADOR

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Comprendre el funcionament d'un filtre passabanda
- Disseny d'un filtre passabanda de segon ordre
- Comprendre el concepte de Sèries de Fourier
- Comprendre el concepte de Oscil·lador
- Utilització de l'eina AC Sweep

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Voltímetre i amperímetre.
- Bossa de components passius
 - 2 Resistències de 2.2 k Ω
 - 1 Resistència de 33 k Ω
 - 1 Resistència de 3.3 k Ω
 - 1 Potenciòmetre de 5 k Ω
 - 2 Condensadors de 68 nF
 - 2 Amplificadors operacionals uA741

3. Introducció teòrica de la pràctica

El circuit que es veurà a la següent pràctica és un filtre passabanda de segon ordre. Un filtre passabanda és un tipus de filtre electrònic que deixa passar a un determinat rang de freqüències d'un senyal i atenua el pas de la resta. En aquest cas es tracta d'un filtre passabanda molt estret, això significa que únicament existeix senyal a la sortida del filtre quan la freqüència del senyal d'entrada és molt propera a la freqüència del filtre passabanda. Tot i això aquest filtre també pot funcionar com a oscil·lador. Tal i com es veurà a l'anàlisi del circuit, aquest filtre passabanda de segon ordre té una funció de transferència del següent tipus:

$$G(s) = \frac{k \cdot \omega_o^2 \cdot s}{s^2 + 2\xi\omega_o \cdot s + \omega_o^2}$$

Com es veurà un cop realitzat l'anàlisi, el valor $2\xi\omega_n$ del denominador es pot apropar molt a zero amb la utilització de potenciómetres i es pot aconseguir que la funció de transferència sigui del següent tipus:

$$G(s) = \frac{k \cdot \omega_o^2 \cdot s}{s^2 + \omega_o^2}$$

Si s'aconsegueix una funció de transferència d'aquest tipus els pols es situen a l'eix $j\omega$ fet que significa que el circuit és un oscil·lador.

4. Estudi previ

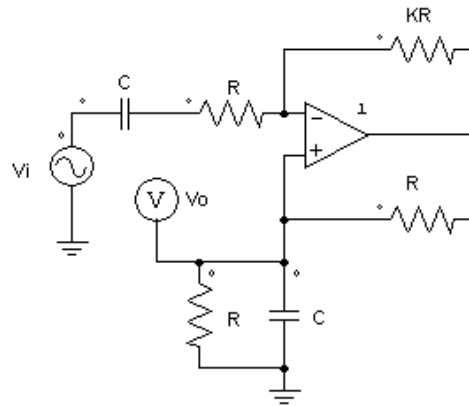


Figura 1: Filtre passabanda de segon ordre.

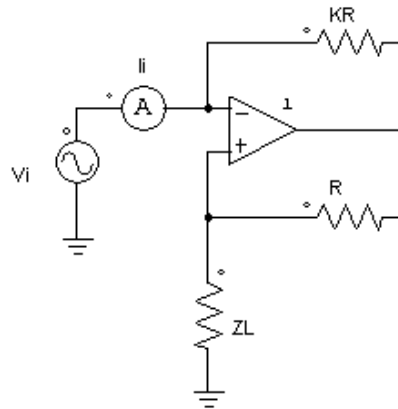


Figura 2: Convertidor negatiu d'impedàncies (NIC)

- 4.1. Trobeu la funció de transferència passabanda de segon ordre de la Figura 1. Per facilitar l'anàlisi es recomana trobar la impedància d'entrada del circuit de la Figura 2 ($Z_i = \frac{V_i}{I_i}$) i comprovar que es tracta d'un convertidor negatiu d'impedàncies. Un cop obtinguda la impedància d'entrada, substituïu Z_L pels elements de la Figura 1.

$$V_i = V_o \cdot \frac{Z_L}{R + Z_L} \rightarrow V_o = V_i \cdot \frac{R + Z_L}{Z_L} = \left(1 + \frac{R}{Z_L}\right) \cdot V_i$$

$$I_i = \frac{V_i - V_o}{KR}$$

$$I_i = \frac{V_i}{KR} - \left(1 + \frac{R}{Z_L}\right) \cdot \frac{V_i}{KR} = \frac{V_i}{KR} - \frac{V_i}{KR} - \frac{V_i}{K \cdot Z_L}$$

$$Ii = -\frac{Vi}{K \cdot Z_L} \rightarrow \frac{Vi}{Ii} = -K \cdot Z_L$$

Obtenim Z_L :

$$Z_L \rightarrow Y_L = \frac{1}{R} + Cs = \frac{1 + RCs}{R}$$

$$Z_L = \frac{R}{1 + RCs}$$

$$Z_{NIC} = \frac{-KR}{1 + RCs}$$

Un cop es disposa el valor de la impedància d'entrada es pot analitzar el circuit com un divisor de tensió:

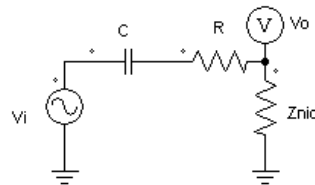


Figura 5: Filtre passabanda analitzat com a divisor de tensió.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{-KR}{1 + RCs}}{\frac{1}{Cs} + R - \frac{KR}{1 + RCs}}$$

Desenvolupem:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{-KR}{\cancel{1 + RCs}}}{\frac{1 + RCs + RCs(1 + RCs) - KRCs}{Cs(1 + RCs)}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-KRCs}{1 + RCs + RCs(1 + RCs) - KRCs} = \frac{-KRCs}{1 + RCs + R^2C^2s^2 - KRCs}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-KRCs}{R^2C^2s^2 + (2RC - KRC)s + 1}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-\frac{K}{RC}s}{s^2 + \frac{2 - K}{RC}s + \frac{1}{R^2C^2}}$$

4.2. Amb la funció de transferència obtinguda a l'apartat 4.1 dissenyeu un filtre passabanda de freqüència central 1kHz amb un factor de qualitat (Q) de 100.

Preneu com a valor de $C = 68 \text{ nF}$ i recordeu que $Q = \frac{1}{2\xi}$.

Considerant la funció de transferència de l'apartat 4.1:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{-\frac{K}{RC}s}{s^2 + \frac{2-K}{RC}s + \frac{1}{R^2C^2}}$$

El denominador de la funció de transferència és de la forma:

$$s^2 + 2\xi\omega_o \cdot s + \omega_o^2$$

Considerant $C = 68 \text{ nF}$ i la freqüència central de 1 kHz:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{R^2C^2} \rightarrow \omega_o = \frac{1}{RC} \rightarrow \omega_o = \frac{1}{R \cdot 68 \cdot 10^{-9}}$$

Calculem ω_o :

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} \rightarrow \omega_o = f_o \cdot 2\pi \rightarrow \omega_o = 1000 \cdot 2\pi = 6283.19 \text{ rad/s}$$

Per tant:

$$\omega_o = \frac{1}{R \cdot 68 \cdot 10^{-9}} \rightarrow 6283.19 = \frac{1}{R \cdot 68 \cdot 10^{-9}} \rightarrow R = 2.3 \text{ k}\Omega$$

Si $Q = 100$, $\omega_o = 6283.19$, $R = 2.3 \text{ k}\Omega$, $C = 68 \text{ nF}$:

$$\frac{K-2}{RC} = \frac{\omega_o}{Q} \rightarrow K = \frac{RC \cdot \omega_o}{Q} + 2 \rightarrow K = 2.01, R = 2.3 \text{ k}\Omega, KR = 4.7 \text{ k}\Omega$$

- 4.3. Simuleu el circuit de la Figura 1 mitjançant PSIM i utilitzant l'eina AC Sweep per veure la seva resposta en freqüència. Comproveu que els resultats s'ajusten als de l'apartat 4.2. Si teniu dubtes de com s'utilitza l'eina AC Sweep podeu consultar l'Annex: UTILITZACIÓ DE L'EINA AC SWEEP A L'ENTORN DE SIMULACIÓ PSIM. Considereu $K_{Rp} = 3.3 \text{ k}\Omega$ i $R_p = 1.7 \text{ k}\Omega$

Efectivament el resultat s'ajusta al de l'apartat 4.2 tal i com es pot veure a la Figura 4

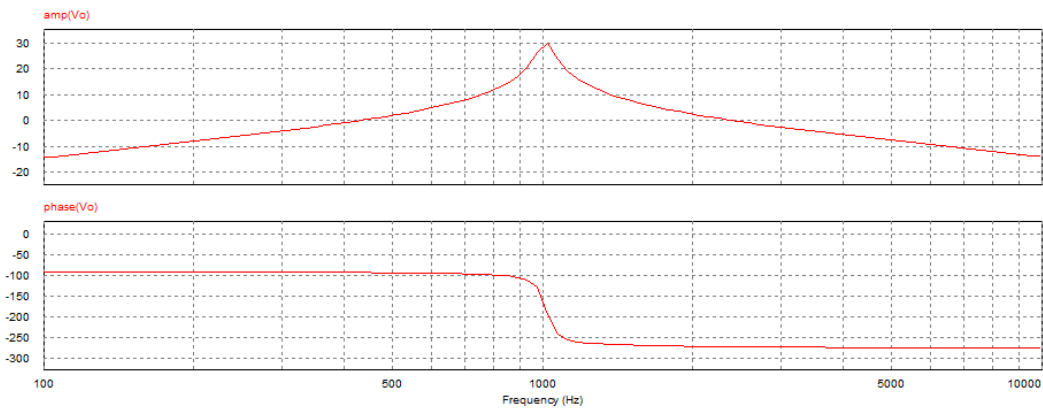


Figura 4: Resposta en freqüència del filtre passabanda a freqüència central de 1000 Hz.

5. Circuits i Mesures

- 5.1. Munteu el circuit de la Figura 3 amb els valors obtinguts a l'estudi previ. Utilitzeu un potenciòmetre de $5\text{ k}\Omega$ com a KR_p i R_p per ajustar el valor de K calculat a l'estudi previ (amb el potenciòmetre aïllat) i no oblideu de muntar el divisor per 10 per tal que no es saturi l'amplificador operacional.

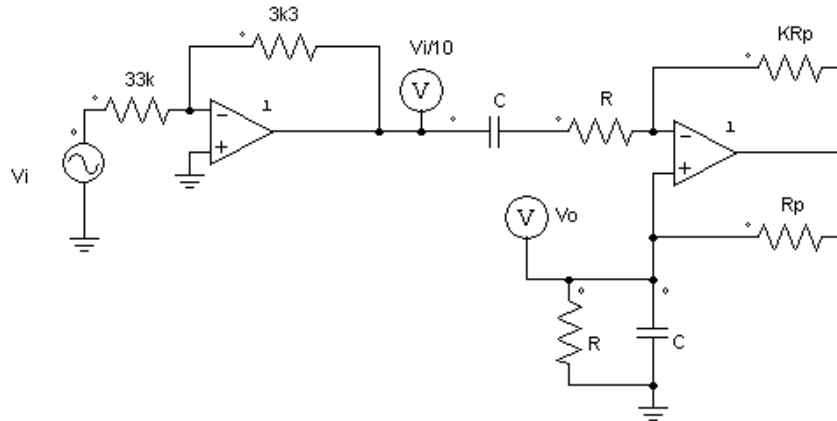


Figura 3: Filtre passabanda de segon ordre amb un divisor per deu a l'entrada.

- 5.1.1. Comproveu que la freqüència central del filtre es correspon amb la de l'estudi previ i mesureu l'ample de banda del filtre amb $V_i = 5\text{ V}$.

Efectivament la freqüència central del filtre correspon amb la de l'estudi previ.

L'ample de banda és de 963 Hz per freqüències més baixes que la freqüència central i de 1.176 kHz per freqüències superiors tal i com es pot veure a les Figures X i X. S'ha calculat l'ample de banda mesurant quan la tensió de sortida cau -3 dB .

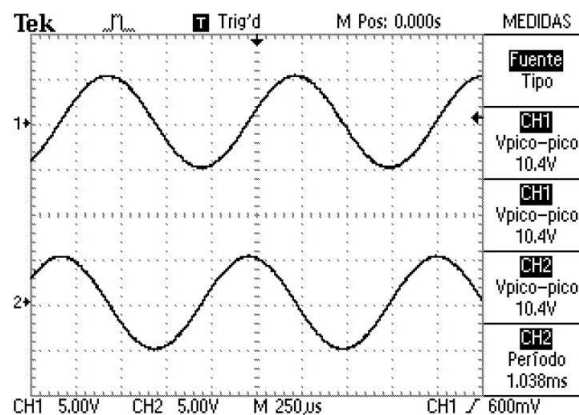


Figura 6: Ample de banda per freqüències inferiors a 1 kHz .

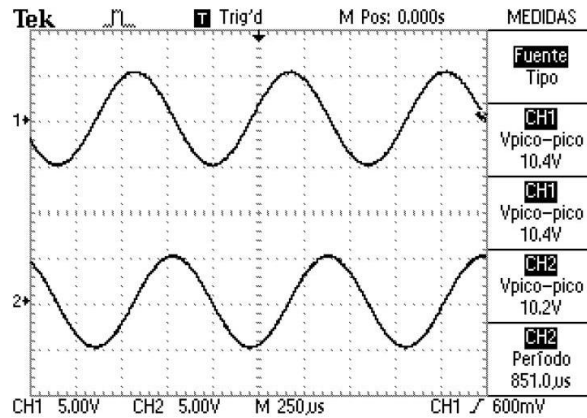


Figura 7: Ample de banda per freqüències superiors a 1 kHz.

5.1.2. Quin és el guany del filtre?

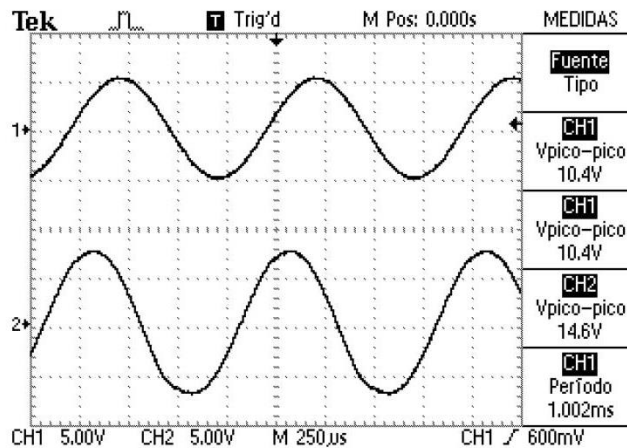


Figura 8: Guany del filtre = $\frac{14.6}{1.04} = 14$

5.1.3. Les Series de Fourier constitueixen l'eina matemàtica que s'utilitza per realitzar l'anàlisi de funcions periòdiques a través de la descomposició d'aquesta funció en una suma infinita de funcions sinusoidals (molt més simples, com ara combinació de sinus i cosinus a diverses freqüències). Apliqueu a l'entrada del circuit (V1) un senyal quadrat d'1 kHz i feu variar la freqüència a $f = 1 \text{ kHz}/n$ amb $n=2, 3, 5$ i 7 . Observeu a quines freqüències apareix un senyal sinusoidal a la sortida.

Es comprova com es compleix la Sèrie de Fourier, no obtenint senyal a la sortida per $n = 2$ i si obtenint-ne per $n = 3, 5$ i 7 .

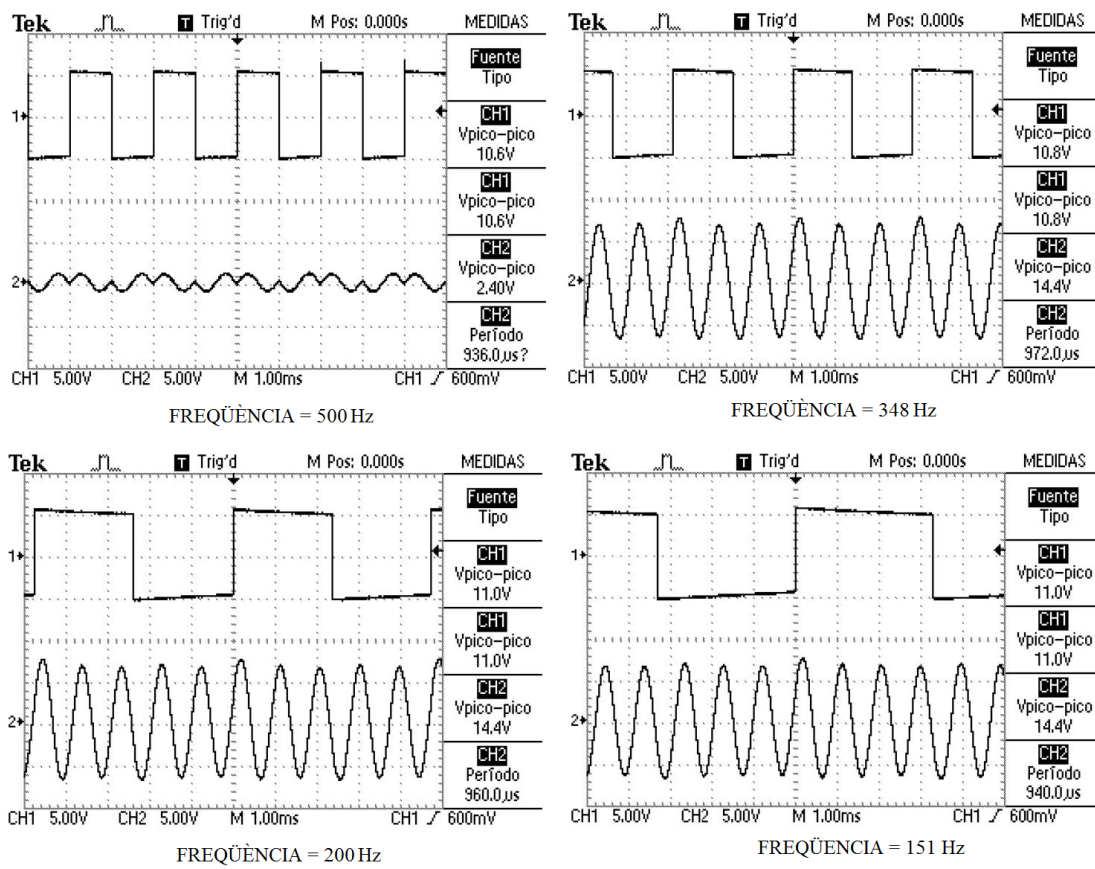


Figura 9: Harmònics d'un senyal quadrat a l'entrada.

5.1.4. Repetiu l'apartat anterior per un senyal triangular a l'entrada.

Es comprova com es compleix la Sèrie de Fourier igual que a l'apartat anterior no obtenint senyal a la sortida per $n = 2$ i si obtenint-ne per $n = 3, 5$ i 7 .

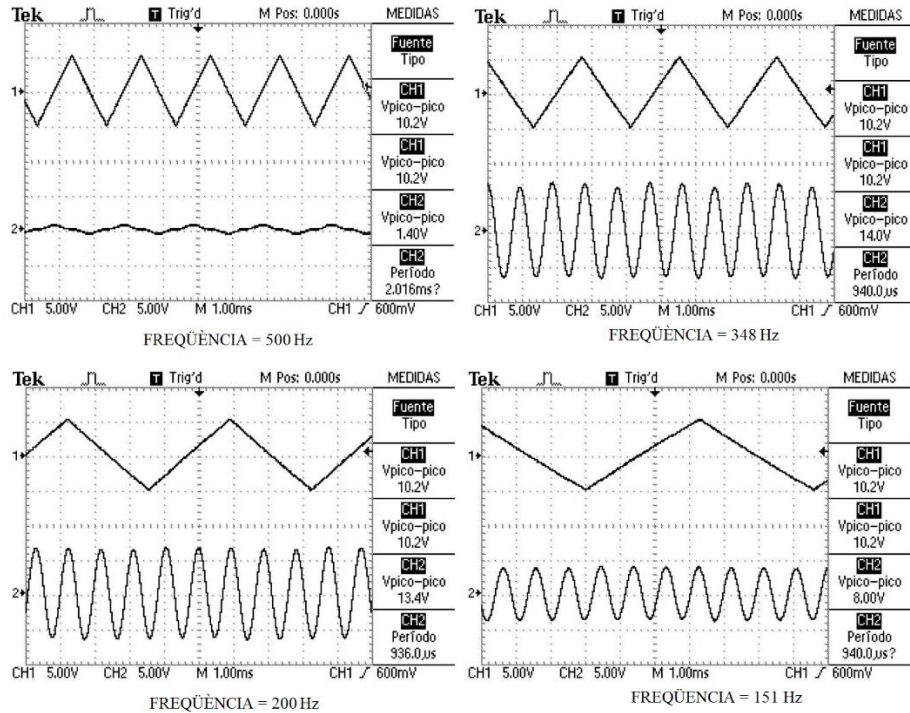


Figura 10: Harmònics d'un senyal triangular a l'entrada.

5.1.5. Com s'ha pogut observar a l'estudi previ el valor de K és molt proper a 2, fet que provoca que els pols estiguin molt propers a l'eix $j\omega$. Desconnecta el senyal d'entrada V_i i observa si el circuit continua oscil·lant.

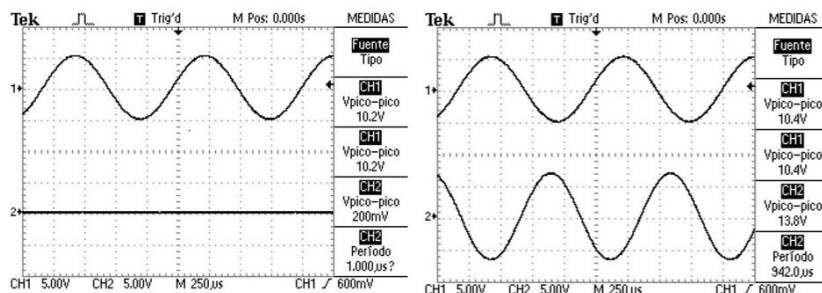


Figura 11: Senyal d'entrada i sortida un cop es desconnecta l'alimentació

Un cop desconnectat l'alimentació el circuit no oscil·la i no s'obté cap senyal a la sortida. Un cop s'ajusta el potenciòmetre es desconnecta el senyal d'entrada i s'observa com finalment el circuit oscil·la.

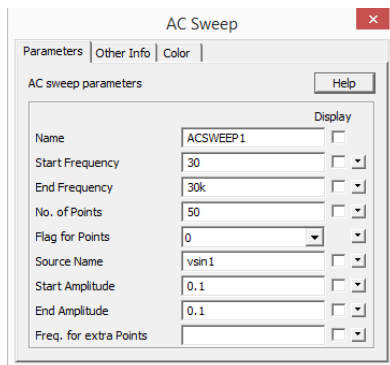
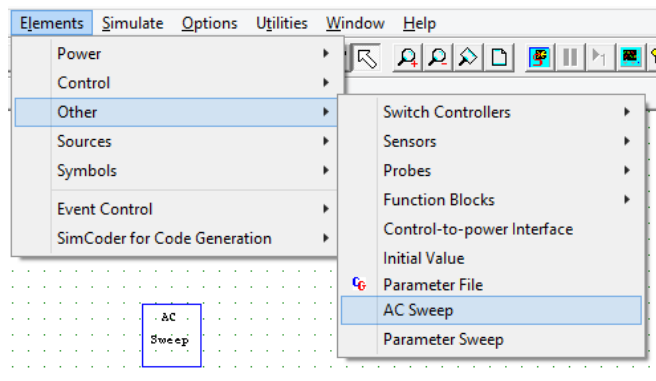
6. Annexes

ANNEX: UTILITZACIÓ DE L'EINA AC SWEEP A L'ENTORN DE SIMULACIÓ PSIM

A continuació es mostra com utilitzar l'eina AC Sweep a l'entorn de simulació Psim. L'AC Sweep és una eina que disposa l'entorn de simulació Psim i és l'encarregada d'obtenir la resposta en freqüència d'un sistema.

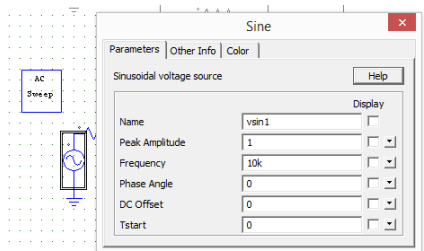
Per a obtenir la resposta en freqüència d'un sistema són necessaris 3 elements:

1. Bloc AC Sweep



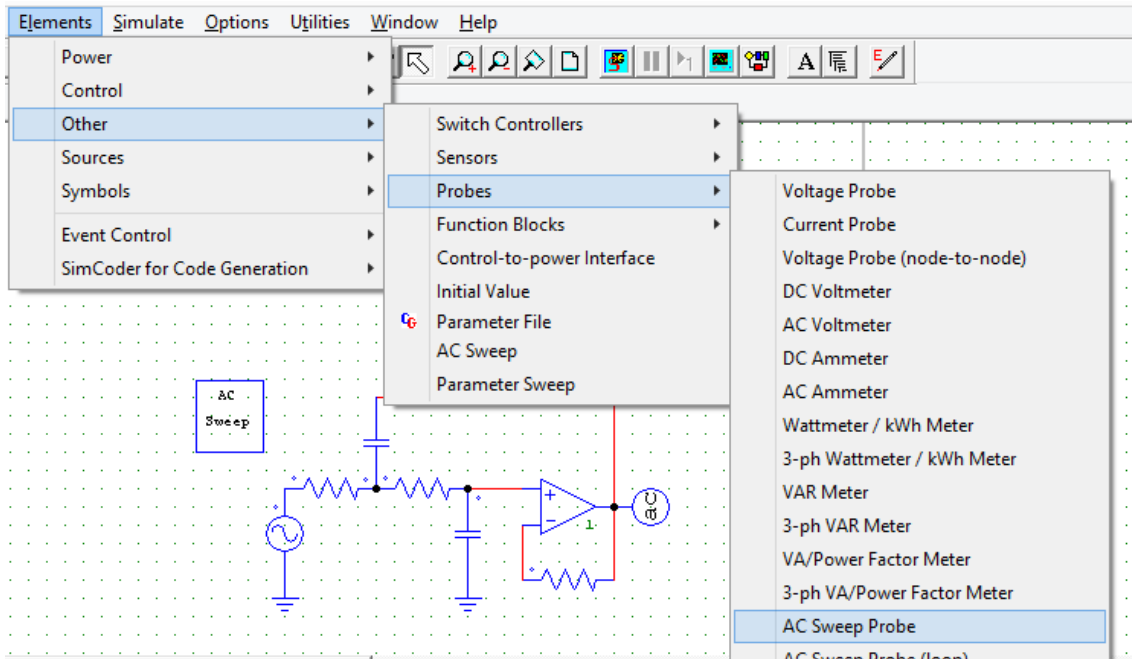
El bloc AC Sweep és l'encarregat de determinar els paràmetres de la resposta en freqüència. A aquest bloc s'hi destaquen els paràmetres Source Name i Freq. for extra points. El Source name és un dels tres elements necessaris per obtenir la resposta en freqüència i serà explicat posteriorment. El paràmetre Freq. for extra points s'utilitza per determinar freqüències específiques en casos on el mòdul o la fase canvia significativament i es desitja tenir més resolució en aquestes freqüències.

2. Font de tensió sinusoidal (vsin1)



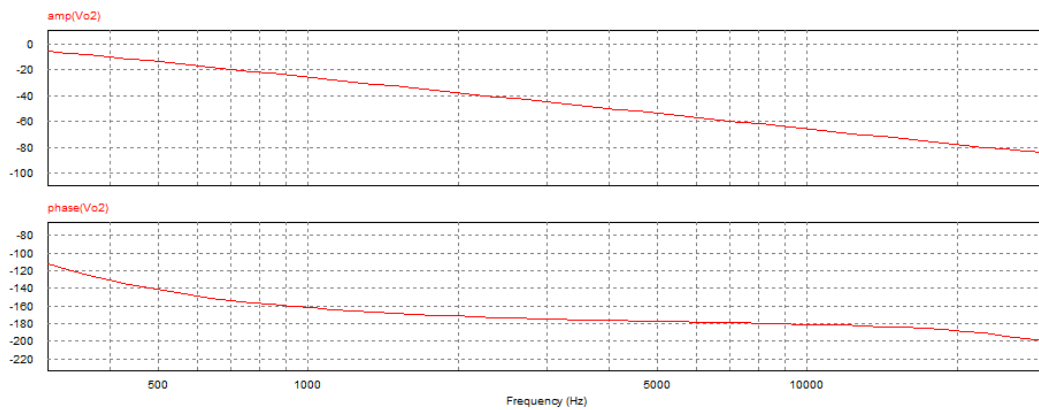
Aquesta font de tensió és l'encarregada de generar la resposta en freqüència. Aquesta ha d'anar connectada a l'entrada del circuit i ha de tenir el mateix nom que el que apareix a l'apartat Source Name dels paràmetres de configuració de l'element AC Sweep. No és necessari introduir cap valor específic als paràmetres Peak Amplitude i Frequency.

3. AC Sweep Probe



L'element AC Sweep Probe és l'equivalent al voltímetre en un circuit on s'obté la resposta temporal. Aquest element es connecta a la sortida del circuit.

Un cop es simula el circuit s'obté la resposta en freqüència, en mòdul i fase:



Annex 7: Pràctica “Rectificador + Filtres”

En aquest annex es mostra l'enunciat i resolució de la pràctica Regulador sèrie de tensió.



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

ENUNCIAT: RECTIFICADOR + FILTRES

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Comprendre el funcionament dels amplificadors operacionals en zona no lineal.
- Entendre el concepte de rectificador de doble ona amb amplificadors operacionals.
- Disseny i implementació de filtres actius Sallen-Key de segon ordre.
- Consolidar el concepte de Sèrie de Fourier.
- Utilització del AC Sweep.

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Voltímetre i amperímetre.
- Bossa de components passius:
 - 5 Resistències de 1 k Ω .
 - 2 Resistències de 15 k Ω .
 - 1 Resistència de 33 k Ω .
 - 1 Condensador de 68 nF.
 - 1 Condensador de 22 nF.
 - 1 Condensador de 10 nF.
 - 2 Amplificadors operacionals uA741.

3. Introducció teòrica de la pràctica

A la realitat existeixen circuits que proporcionen un senyal altern com ara circuits de detecció de senyals d'amplitud modulada, circuits de zona morta, formadors d'ona, circuits de valor absolut, etc. Aquests circuits s'utilitzen normalment en l'acondicionament de senyal i per tal d'obtenir informació d'aquest tipus de senyal es necessita convertir el senyal altern en un senyal continu.

El procés per convertir un senyal altern a un senyal continu consisteix aplicar-li una rectificació de doble ona d'aquest senyal per tal de convertir el semicicle negatiu en positiu i seguidament, utilitzar un filtre a baixes freqüències per eliminar els harmònics que formen aquesta senyal periòdica, per tal quedar-se únicament amb la component continua.

El concepte és el següent:

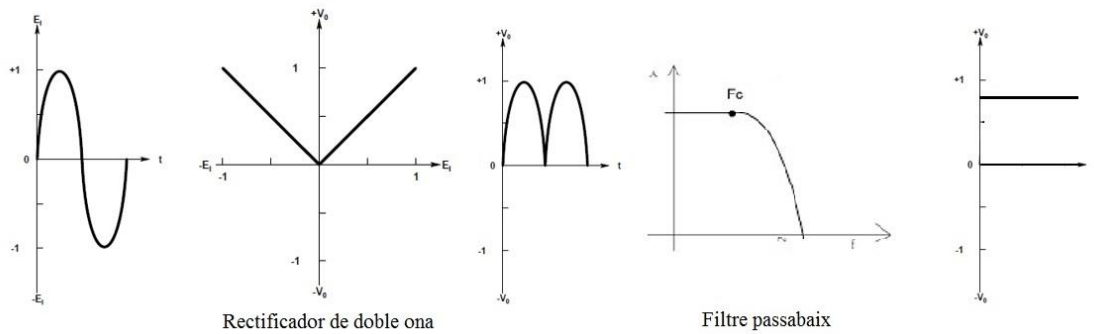


Figura 1: Concepte de rectificació i filtrat d'un senyal AC.

Per la rectificació no es pot utilitzar un rectificador de doble ona amb díodes, ja que la principal limitació dels díodes és que no son capaços de rectificar tensions per sota de 0.6 V, tal i com es pot veure a la Figura 2.

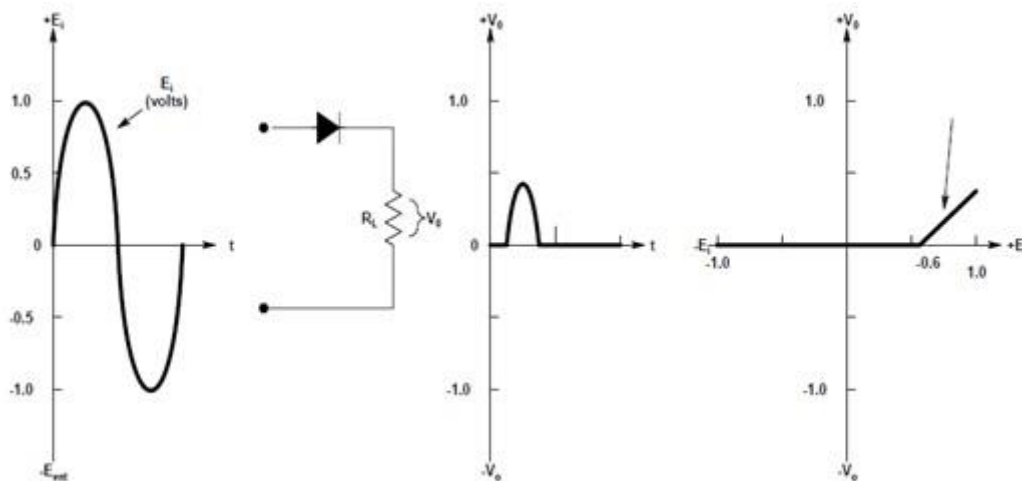


Figura 2: Rectificació utilitzant díodes reals.

Mitjançant aplicacions no lineals dels amplificadors operacionals es pot dissenyar un circuit rectificador de doble ona de precisió per tal de rectificar qualsevol tipus de senyal altern i que, independentment de l'amplitud d'aquest, es comporti com si es tractés d'un díode ideal.

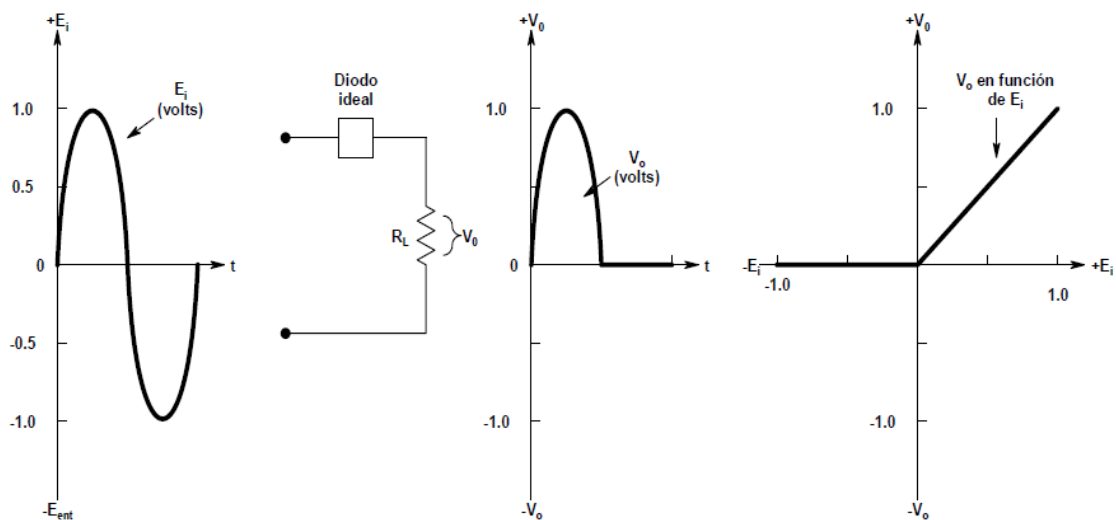


Figura 3: Rectificació utilitzant díodes ideals.

Un cop utilitzat el rectificador de doble ona de precisió s'obté el següent senyal:

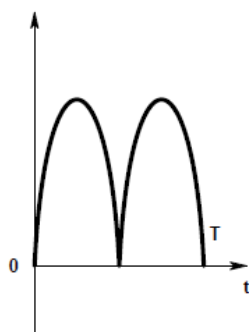


Figura 4: Rectificació de doble ona d'un senyal sinusoidal

Les Series de Fourier constitueixen l'eina matemàtica que s'utilitza per realitzar l'anàlisi de funcions periòdiques a través de la descomposició d'aquesta funció en una suma infinita de funcions sinusoidals (molt més simples, com ara combinació de sinus i cosinus a diverses freqüències).

Per convertir el senyal periòdic de la Figura 4 en un senyal continu cal dissenyar un filtre a baixes freqüències per tal que únicament apareixi a la sortida del filtre la component continua.

Un senyal sinusoidal rectificat (d'ona completa) té el següent desenvolupament en sèrie de Fourier:

$$f(t) = \frac{2A}{\pi} - \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos(n\omega_0 t)}{4n^2 - 1}$$

Figura 5: Sèrie de Fourier de la rectificació de doble ona d'un senyal sinusoidal

Com que la resta d'harmònics desapareixeran degut al filtre únicament interessa la component continua, per tant, la relació entre l'amplitud del senyal d'entrada i el valor de la component continua ve donada per la següent expressió:

$$f(t) = \frac{2A}{\pi}$$

- A = Amplitud del senyal d'entrada.

Figura 6: Valor de la component continua de la rectificació de doble ona d'un senyal sinusoidal.

4. Estudi previ

4.1. El circuit de la Figura 7 és un circuit rectificador de doble ona de precisió:

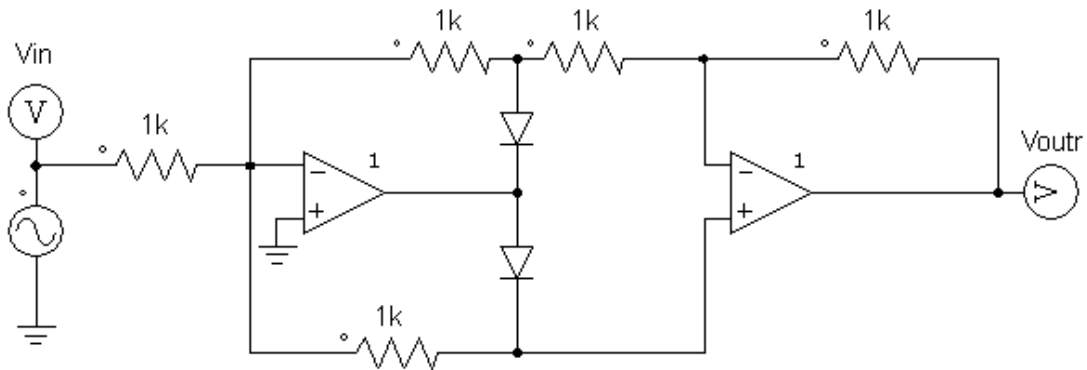


Figura 7: Rectificador de doble ona de precisió utilitzant amplificadors operacionals.

Analitzeu el circuit de la Figura 7 i verifiqueu que es tracta d'un circuit rectificador de doble ona.

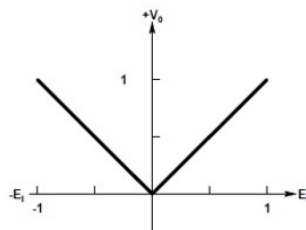


Figura 8: Relació entrada-sortida rectificador de doble ona.

4.2. El circuit de la Figura 11 és un filtre passabaix de segon ordre.

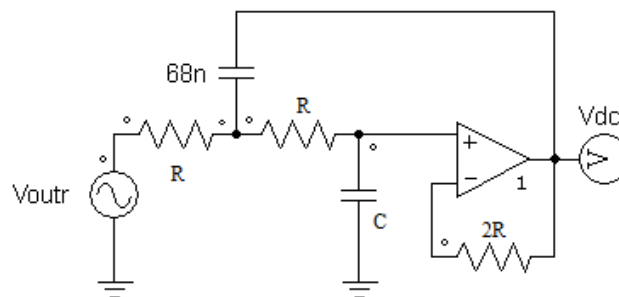


Figura 11: Filtre Sallen-Key passabaix de segon ordre.

Com s'ha explicat a la introducció teòrica de la pràctica, únicament interessa el valor de la component continua i eliminar la resta d'harmònics. Si el senyal d'entrada és un senyal sinusoidal a freqüència de 10 kHz, el primer harmònic apareix a 20 kHz. Dissenyeu un filtre passabaix a una freqüència de tall de 200 Hz. (Com que es tracta d'un filtre de segon ordre,

dissenyar un filtre a dues dècades entre la freqüència de tall i la freqüència del primer harmònic ja és suficient per tal que els harmònics no apareixin a la sortida del filtre. A 20 kHz l'atenuació ja és de 80 dB). Utilitzeu el mètode de components de igual valor (Sallen-Key Passabaix de Guany 1. $R=1\Omega$, $C1=2/\alpha$ F, $C2= \alpha/2$ F).

- 4.3. Si es connecta el rectificador i el filtre en cascada com a la Figura 13 i el senyal d'entrada és de 1 V d'amplitud, quin serà el valor del senyal en continua a la sortida del rectificador?

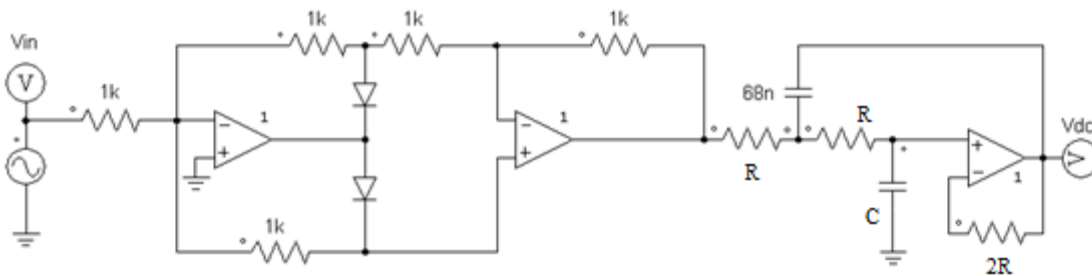


Figura 13: Rectificador + Filtre en cascada.

- 4.4. Simuleu els circuits dels apartats anteriors i comproveu que les simulacions s'ajusten als càlculs teòrics. Observeu l'espectre en freqüència del senyal rectificat. Realitzeu el diagrama de bode del filtre mitjançant PSIM i amb l'ajuda del Annex: UTILITZACIÓ DE L'EINA AC SWEEP A L'ENTORN DE SIMULACIÓ PSIM

5. Circuits i Mesures

MOLT IMPORTANT: Per a la realització d'aquesta pràctica és necessari trenar els cables d'alimentació i utilitzar condensadors de desacoblament.

- 5.1. Munteu el circuit rectificador de doble ona de la Figura 7 i comproveu el seu funcionament amb un senyal de 1 V d'amplitud i freqüència 10 kHz. Si el senyal de sortida del rectificador no és prou bo proveu en baixar la freqüència del senyal d'entrada. Comproveu que el resultat s'ajusta al teòric i a la simulació PSIM
- 5.2. Munteu el filtre passabaix de la Figura 11 amb els valors calculats a l'estudi previ. Comproveu que el resultat s'ajusta al teòric i a la simulació PSIM (Degut a que no es disposa dels valors exactes de resistències i condensadors agafeu els valors més propers que disposeu, podeu connectar condensadors en paral·lel per tal d'aconseguir la capacitat desitjada)
- 5.3. Connecteu el circuit rectificador de doble ona i el filtre passabaix en cascada tal i com s'observa a la Figura 13. Comproveu que el resultat s'ajusta al teòric i a la simulació PSIM

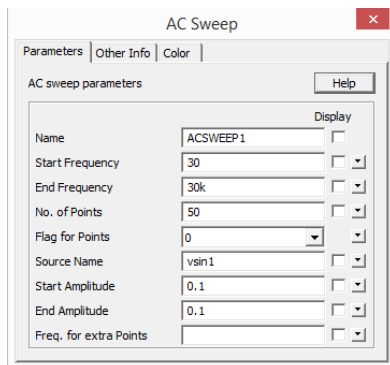
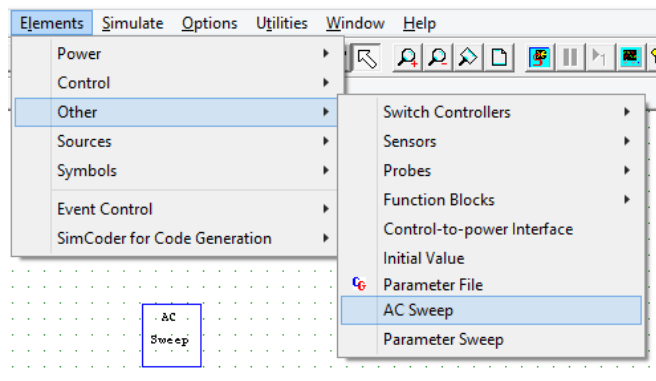
6. Annexes

ANNEX: UTILITZACIÓ DE L'EINA AC SWEEP A L'ENTORN DE SIMULACIÓ PSIM

A continuació es mostra com utilitzar l'eina AC Sweep a l'entorn de simulació Psim. L'AC Sweep és una eina que disposa l'entorn de simulació Psim i és l'encarregada d'obtenir la resposta en freqüència d'un sistema.

Per a obtenir la resposta en freqüència d'un sistema són necessaris 3 elements:

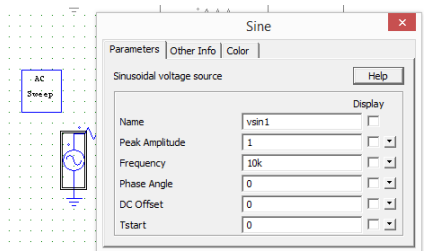
1. Bloc AC Sweep



El bloc AC Sweep és l'encarregat de determinar els paràmetres de la resposta en freqüència. A aquest bloc s'hi destaquen els paràmetres Source Name i Freq. for extra points. El Source name és un dels tres elements necessaris per obtenir la resposta en freqüència i serà explicat posteriorment. El paràmetre Freq. for extra points s'utilitza per determinar freqüències específiques en casos on el

mòdul o la fase canvia significativament i es desitja tenir més resolució en aquestes freqüències.

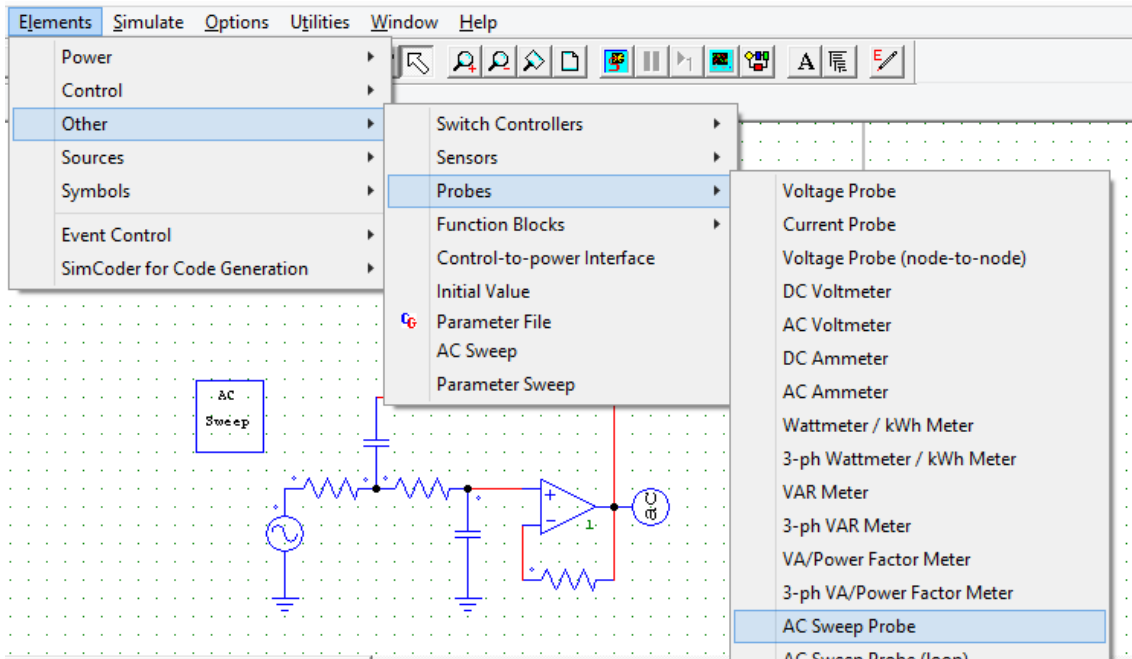
2. Font de tensió sinusoidal (vsin1)



Aquesta font de tensió és l'encarregada de generar la resposta en freqüència. Aquesta ha d'anar connectada a l'entrada del circuit i ha de tenir el mateix nom que el que apareix a l'apartat Source Name dels paràmetres de configuració de l'element AC Sweep. No és necessari

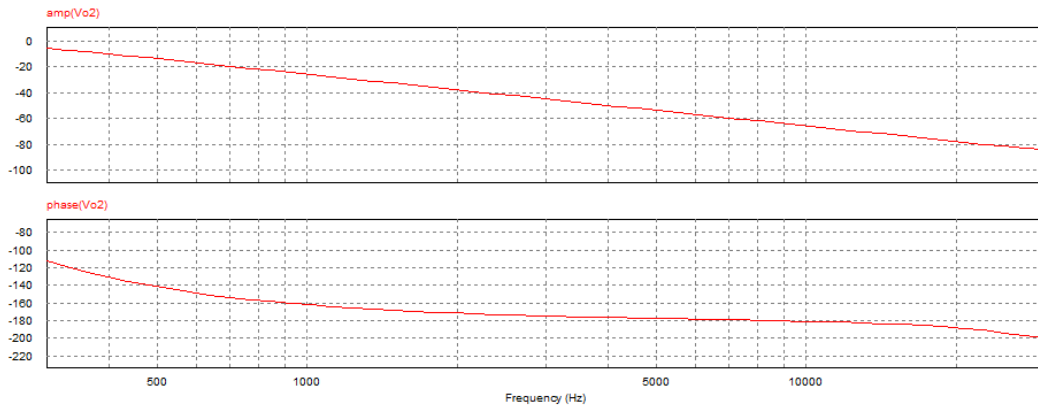
introduir cap valor específic als paràmetres Peak Amplitude i Frequency.

3. AC Sweep Probe



L'element AC Sweep Probe és l'equivalent al voltímetre en un circuit on s'obté la resposta temporal. Aquest element es connecta a la sortida del circuit.

Un cop es simula el circuit s'obté la resposta en freqüència, en mòdul i fase:





UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL i
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

Curs **20XX-20XX**

SESSIÓ **X**

RESOLUCIÓ: RECTIFICADOR + FILTRES

ALUMNES:

Grup:

Professors:

1. Objectius

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- Comprendre el funcionament dels amplificadors operacionals en zona no lineal.
- Entendre el concepte de rectificador de doble ona amb amplificadors operacionals.
- Disseny i implementació de filtres actius Sallen-Key de segon ordre.
- Consolidar el concepte de Sèrie de Fourier.
- Utilització del AC Sweep.

2. Instruments i material necessari

- Psim
- Oscil·loscopi
- Generador de funcions
- Font d'alimentació simètrica
- Voltímetre i amperímetre.
- Bossa de components passius:
 - 5 Resistències de 1 k Ω .
 - 2 Resistències de 15 k Ω .
 - 1 Resistència de 33 k Ω .
 - 1 Condensador de 68 nF.
 - 1 Condensador de 22 nF.
 - 1 Condensador de 10 nF.
 - 2 Amplificadors operacionals uA741.

3. Introducció teòrica de la pràctica

A la realitat existeixen circuits que proporcionen un senyal altern com ara circuits de detecció de senyals d'amplitud modulada, circuits de zona morta, formadors d'ona, circuits de valor absolut, etc. Aquests circuits s'utilitzen normalment en l'acondicionament de senyal i per tal d'obtenir informació d'aquest tipus de senyal es necessita convertir el senyal altern en un senyal continu.

El procés per convertir un senyal altern a un senyal continu consisteix aplicar-li una rectificació de doble ona d'aquest senyal per tal de convertir el semicicle negatiu en positiu i seguidament, utilitzar un filtre a baixes freqüències per eliminar els harmònics que formen aquesta senyal periòdica, per tal de quedar-se únicament amb la component continua.

El concepte és el següent:

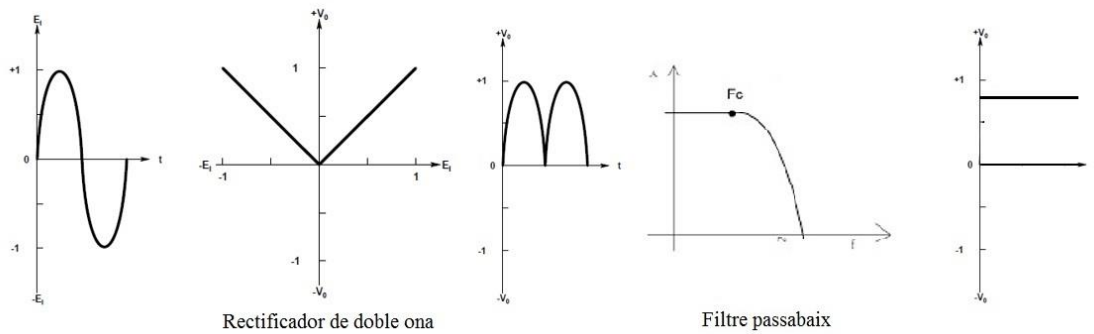


Figura 1: Concepte de rectificació i filtrat d'un senyal AC.

Per la rectificació no es pot utilitzar un rectificador de doble ona amb díodes, ja que la principal limitació dels díodes és que no son capaços de rectificar tensions per sota de 0.6 V, tal i com es pot veure a la Figura 2.

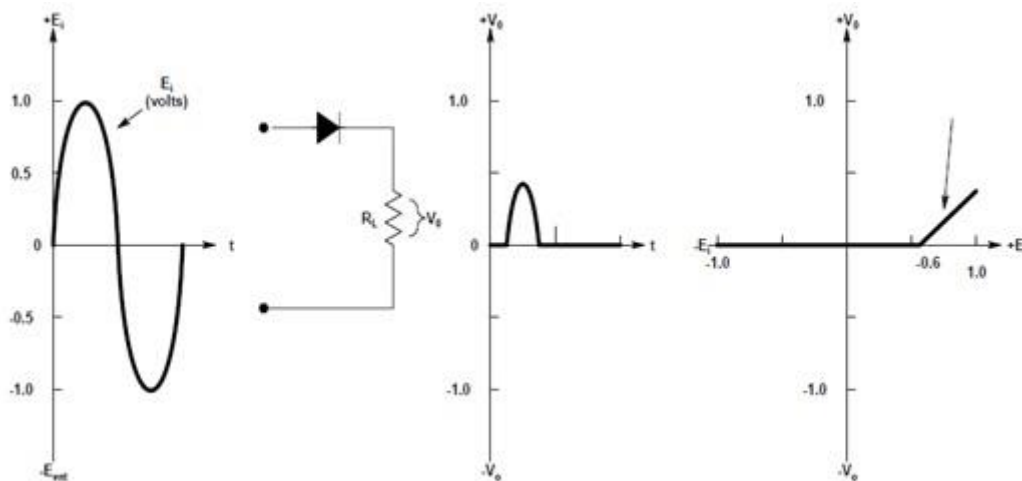


Figura 2: Rectificació utilitzant díodes reals.

Mitjançant aplicacions no lineals dels amplificadors operacionals es pot dissenyar un circuit rectificador de doble ona de precisió per tal de rectificar qualsevol tipus de senyal altern i que, independentment de l'amplitud d'aquest, es comporti com si es tractés d'un díode ideal.

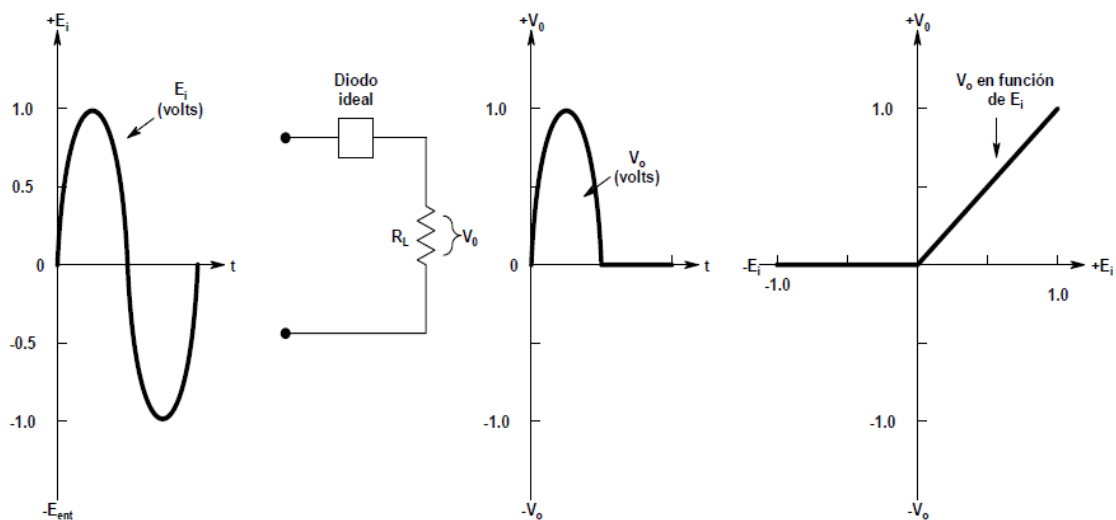


Figura 3: Rectificació utilitzant díodes ideals.

Un cop utilitzat el rectificador de doble ona de precisió s'obté el següent senyal:

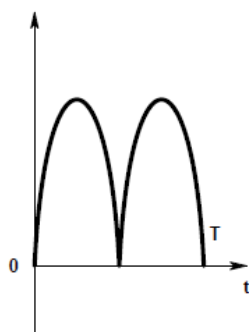


Figura 4: Rectificació de doble ona d'un senyal sinusoidal

Les Series de Fourier constitueixen l'eina matemàtica que s'utilitza per realitzar l'anàlisi de funcions periòdiques a través de la descomposició d'aquesta funció en una suma infinita de funcions sinusoidals (molt més simples, com ara combinació de sinus i cosinus a diverses freqüències).

Per convertir el senyal periòdic de la Figura 4 en un senyal continu cal dissenyar un filtre a baixes freqüències per tal que únicament apareixi a la sortida del filtre la component continua.

Un senyal sinusoidal rectificat (d'ona completa) té el següent desenvolupament en sèrie de Fourier:

$$f(t) = \frac{2A}{\pi} - \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos(n\omega_0 t)}{4n^2 - 1}$$

Figura 5: Sèrie de Fourier de la rectificació de doble ona d'un senyal sinusoidal

Com que la resta d'harmònics desapareixeran degut al filtre únicament interessa la component continua, per tant, la relació entre l'amplitud del senyal d'entrada i el valor de la component continua ve donada per la següent expressió:

$$f(t) = \frac{2A}{\pi}$$

- A = Amplitud del senyal d'entrada.

Figura 6: Valor de la component continua de la rectificació de doble ona d'un senyal sinusoidal.

4. Estudi previ

4.1. El circuit de la Figura 7 és un circuit rectificador de doble ona de precisió:

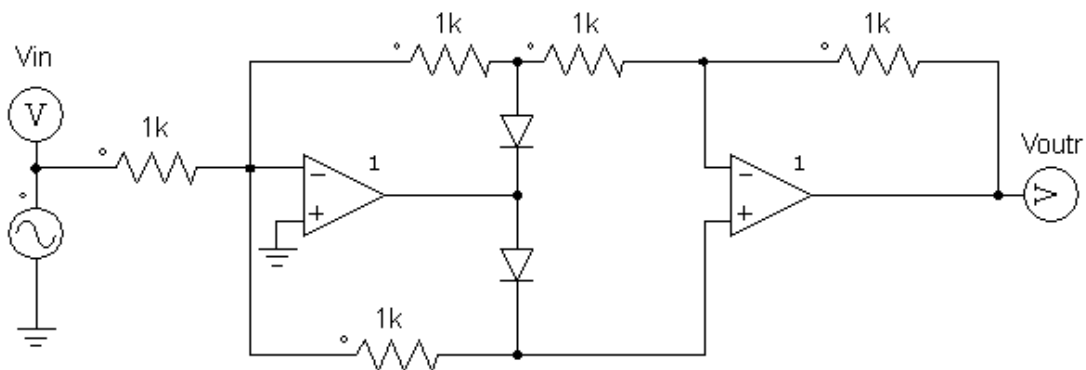


Figura 7: Rectificador de doble ona de precisió utilitzant amplificadors operacionals.

Analitzeu el circuit de la Figura 7 i verifiqueu que es tracta d'un circuit rectificador de doble ona.

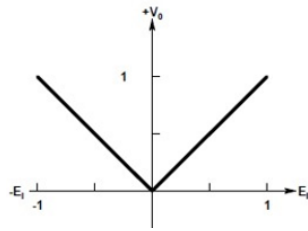


Figura 8: Relació entrada-sortida rectificador de doble ona.

El rectificador de doble ona de precisió és una aplicació dels amplificadors operacionals en zona no lineal. Per l'estudi de la tensió de sortida s'analitza quan la tensió d'entrada és positiva i negativa, tenint en compte l'estat dels díodes.

Tal i com es pot veure a la Figura 9, al semicicle positiu s'observa que quan les entrades son positives, D1 està ON i els amplificadors operacionals treballen com amplificadors inversors:

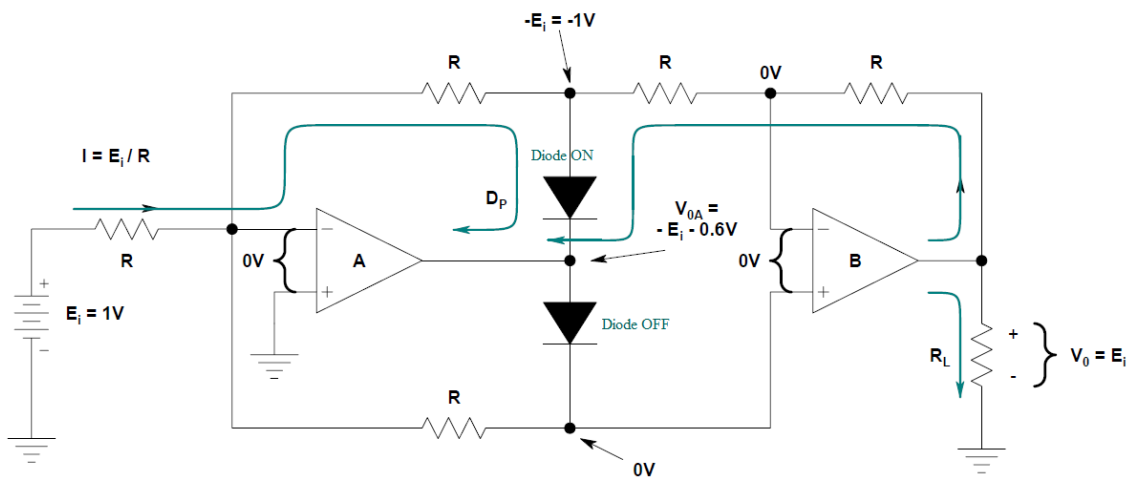


Figura 9: Semicicle positiu.

Durant el semicicle negatiu s'observa com D1 està OFF i D2 està ON. El corrent d'entrada es distribueix tal i com s'observa a la Figura 10, de tal forma que l'operacional B funciona com a inversor, per tant, la tensió de sortida és positiva quan la tensió d'entrada és negativa:

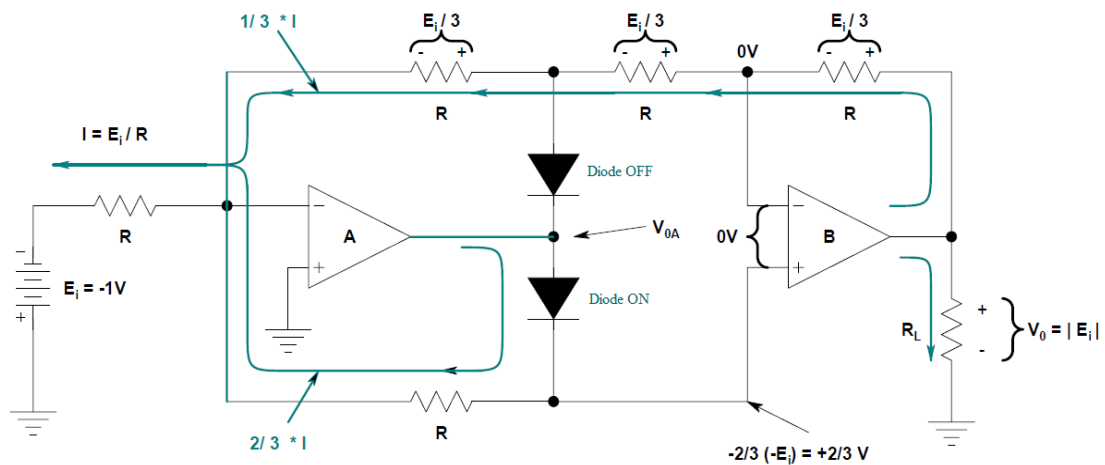


Figura 10: Semicicle negatiu.

4.2. El circuit de la Figura 11 és un filtre passabaix de segon ordre.

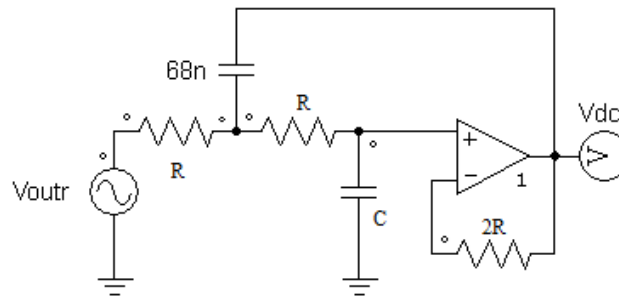


Figura 11: Filtre Sallen-Key passabaix de segon ordre.

Com s'ha explicat a la introducció teòrica de la pràctica, únicament interessa el valor de la component continua i eliminar la resta d'harmònics. Si el senyal d'entrada és un senyal sinusoidal a freqüència de 10 kHz, el primer harmònic apareix a 20 kHz. Dissenyau un filtre passabaix a una freqüència de tall de 200 Hz. (Com que es tracta d'un filtre de segon ordre, dissenyar un filtre a dues dècades entre la freqüència de tall i la freqüència del primer harmònic ja és suficient per tal que els harmònics no apareixin a la sortida del filtre. A 20 kHz l'atenuació ja és de 80 dB). Utilitzeu el mètode de components de igual valor (Sallen-Key Passabaix de Guany 1. $R=1\Omega$, $C_1=2/\alpha$ F, $C_2= \alpha/2$ F).

Transformant el circuit al domini de la freqüència i considerant el filtre Sallen-Key Passabaix de Guany 1. $R=1\Omega$, $C_1=2/\alpha$ F, $C_2=\alpha/2$ F. s'obté la següent funció de transferència:

$$V_O = V_A \cdot \frac{1}{\frac{1}{C^2 s} + R}$$

$$V_A = V_0 \cdot \frac{\frac{1}{C2s} + R}{\frac{1}{C2s}} = V_0 \cdot (1 + RC2s)$$

$$\frac{V_i - V_A}{R} = \frac{V_A - V_0}{R} + \frac{V_A - V_0}{\frac{1}{C1s}} \Rightarrow \frac{V_i - V_0 \cdot (1 + RC2s)}{R} = \frac{V_0 \cdot RC2s}{R} + \frac{V_0 \cdot RC2s}{\frac{1}{C1s}}$$

$$\frac{V_i}{R} = \frac{V_0 \cdot RC2s}{R} + \frac{V_0 \cdot RC2s}{\frac{1}{C1s}} + \frac{V_0 \cdot (1 + RC2s)}{R}$$

$$V_i = V_0 \cdot RC2s + V_0 \cdot R^2 C1 C2 s^2 + V_0 \cdot (1 + RC2s)$$

$$V_i = V_0 (RC2s + R^2 C1 C2 s^2 + 1 + RC2s)$$

$$V_i = V_0 (R^2 C1 C2 s^2 + 2RC2s + 1)$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{R^2 C1 C2 s^2 + 2RC2s + 1} \Rightarrow \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{s^2 + \frac{2}{RC1}s + \frac{1}{R^2 C1 C2}}$$

De la funció de transferència es pot obtenir ω_0 :

$$\text{Si } \omega_0 = \omega_c = 2\pi f_c \text{ i } f_c = 200 \text{ Hz} \Rightarrow \omega_0 = 2\pi 200 = 1256.63 \text{ rad/s}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R^2 C1 C2} \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C1 C2}}$$

$$C1 = \frac{2}{\alpha} = \frac{2}{\sqrt{2}} = 1.414$$

$$C2 = \frac{\alpha}{2} = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0.707$$

Considerant els valors dels condensadors calculats anteriorment es pot calcular el valor de R.

$$R = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{C1 C2}} = \frac{1}{1256.63 \cdot \sqrt{1.414 \cdot 0.707}} = 7.95 \cdot 10^{-4} \Omega$$

Com que els valors obtinguts no són normalitzats es realitza una desnormalització d'impedàncies multiplicant les impedàncies pel factor de correcció.

Si es considera el valor de $C1 = 68 \text{ nF}$ tal i com fixa l'enunciat, el valor de C és la meitat de $C1$, per tant, $C = 34 \text{ nF}$.

El factor de correcció és el següent:

$$FC = \frac{68 \cdot 10^{-9} F}{1.414} = 4.81 \cdot 10^{-8}$$

Amb aquests valors dels condensadors i el factor de correcció, el valor de R per tal d'obtenir una freqüència de tall de 200 Hz és el següent:

$$R = 7.95 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{1}{4.81 \cdot 10^{-8}} = 16.52 \text{ k}\Omega$$

Un cop realitzat l'anàlisi, el filtre passabaix de segon ordre amb freqüència de tall de 200 Hz és el següent:

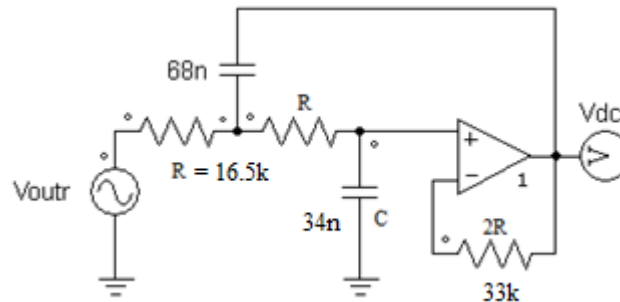


Figura 12: Filtre Sallen-Key passabaix de segon ordre.

- 4.3. Si es connecta el rectificador i el filtre en cascada com a la Figura 13 i el senyal d'entrada és de 1 V d'amplitud, quin serà el valor del senyal en continua a la sortida del rectificador?

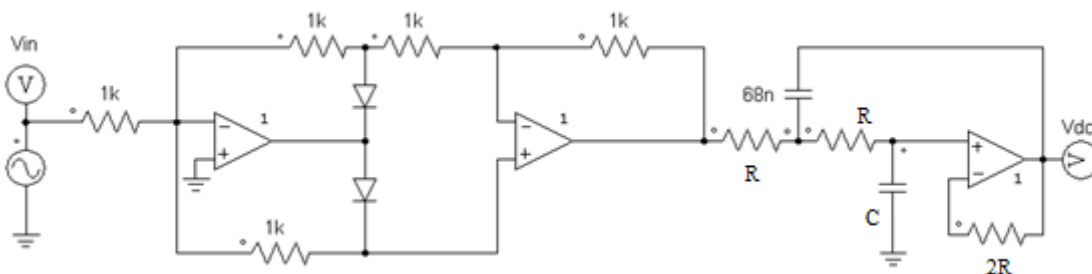


Figura 13: Rectificador + Filtre en cascada.

El valor del senyal continu ve donat per la sèrie de Fourier d'una ona sinusoidal després d'aplicar-li una rectificació de doble ona:

$$f(t) = \frac{2 \cdot A}{\pi} = 0.636 \cdot A, \text{ on } A = \text{Amplitud del senyal d'entrada.}$$

- 4.4. Simuleu els circuits dels apartats anteriors i comproveu que les simulacions s'ajusten als càlculs teòrics. Observeu l'espectre en freqüència del senyal rectificat. Realitzeu el diagrama de bode del filtre mitjançant PSIM i amb l'ajuda

del Annex: UTILITZACIÓ DE L'EINA AC SWEEP A L'ENTORN DE SIMULACIÓ PSIM

Formes d'ona del senyal d'entrada i sortida del rectificador de doble ona de precisió:

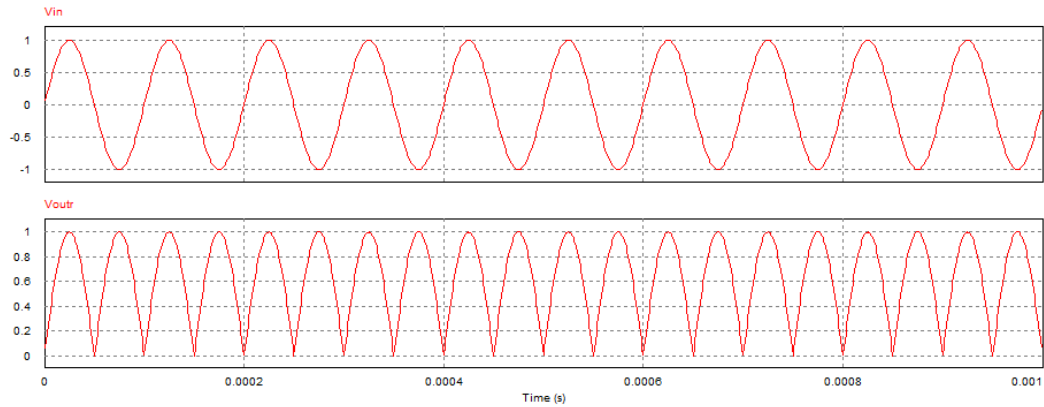


Figura 14: Formes d'ona de la rectificació de doble ona.

Espectre en freqüència del senyal rectificat:

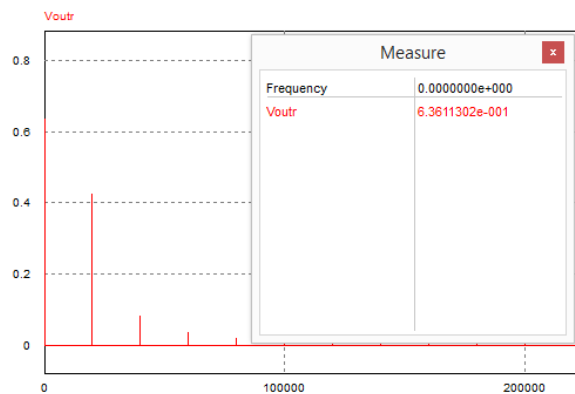


Figura 15: Espectre en freqüència de la rectificació de doble ona.

Forma d'ona del senyal de sortida del rectificador i filtre en cascada:

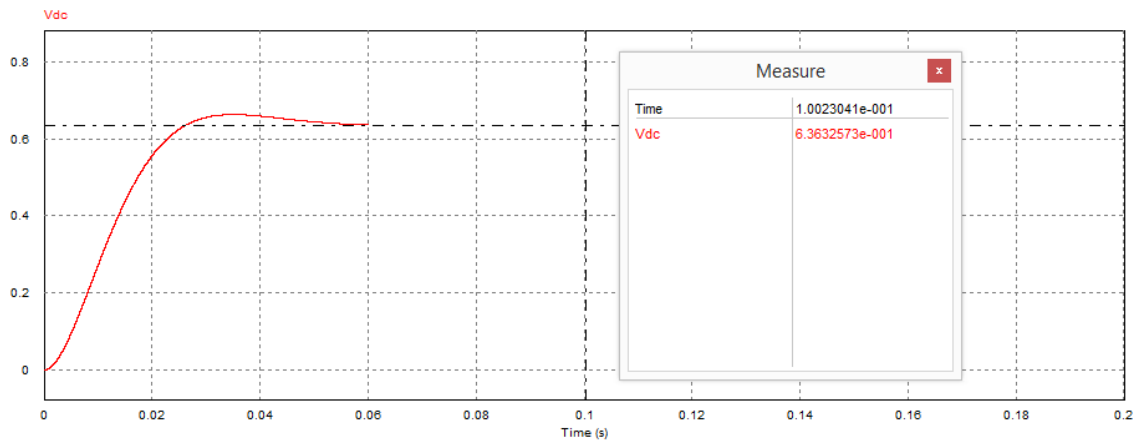


Figura 16: Senyal de sortida del rectificador i filtre en cascada.

Resposta en freqüència i freqüència de tall del filtre passabaix:

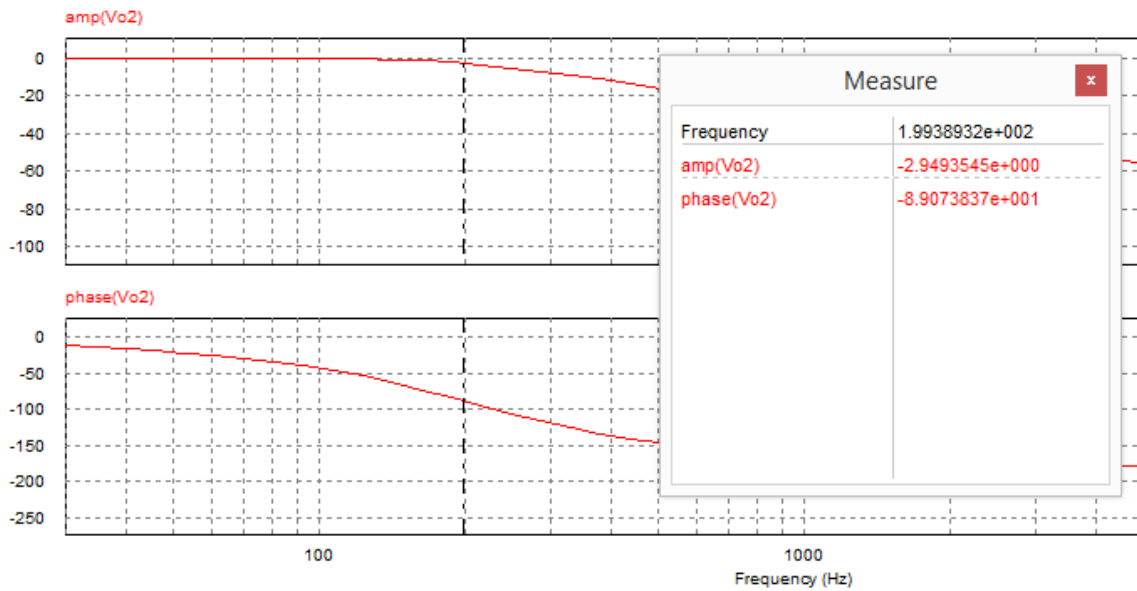


Figura 17: Diagrama de bode del filtre Sallen-Key de segon ordre.

5. Circuits i Mesures

MOLT IMPORTANT: Per a la realització d'aquesta pràctica és necessari trenar els cables d'alimentació i utilitzar condensadors de desacoblament.

- 5.1. Munteu el circuit rectificador de doble ona de la Figura 7 i comproveu el seu funcionament amb un senyal de 1 V d'amplitud i freqüència 10 kHz. Si el senyal de sortida del rectificador no és prou bo proveu en baixar la freqüència del senyal d'entrada. Comproveu que el resultat s'ajusta al teòric i a la simulació PSIM

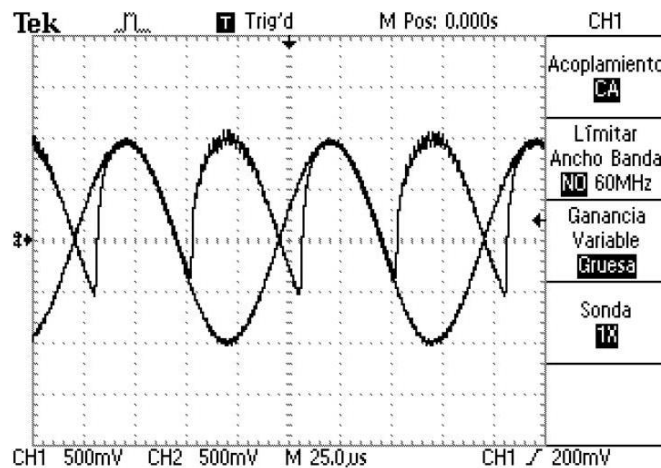


Figura 18: Rectificació de doble ona a freqüència 10 kHz.

Efectivament, amb un senyal d'entrada de 10 kHz el senyal de sortida no és del tot bo. Pot semblar un problema de Slew-Rate tal i com s'ha vist a la pràctica de limitacions dels amplificadors operacionals, però després de provar amb un amplificador operacional d'alta freqüència s'observa que el principal causant d'aquest problema poden ser els díodes.

Si es baixa a freqüència a 1 kHz el senyal rectificat es molt bo. Com es veurà a l'apartat 5.3, disminuir 10 vegades la freqüència del senyal d'entrada no afecta al senyal de sortida del rectificador i del filtre en cascada.

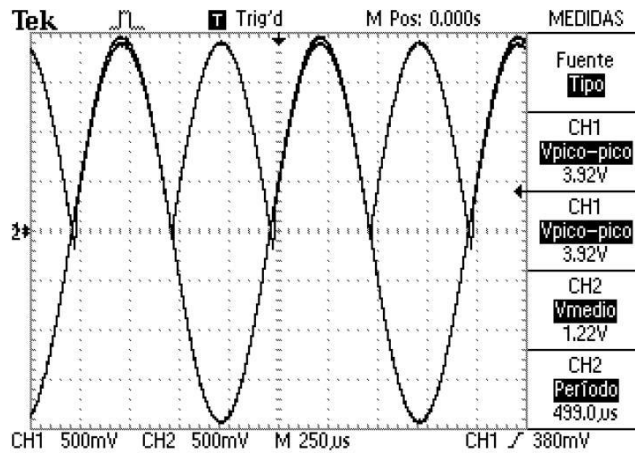


Figura 19: Rectificació de doble ona a freqüència 1 kHz.

- 5.2. Munteu el filtre passabaix de la Figura 11 amb els valors calculats a l'estudi previ. Comproveu que el resultat s'ajusta al teòric i a la simulació PSIM (Degut a que no es disposa dels valors exactes de resistències i condensadors agafeu els valors més propers que disposeu, podeu connectar condensadors en paral·lel per tal d'aconseguir la capacitat desitjada)

Per aquest apartat s'han utilitzat dos resistors de 15k, un resistor de 33k i un condensador de 32 nF, que s'ha aconseguit col·locant el paral·lel un condensador de 10 i 22 nF.

Les diferències són bastant significatives però no afecten a l'apartat 5.3. Degut a les toleràncies dels components i que els valors dels resistors i condensadors no són exactament els calculats la freqüència de tall és de 250 Hz en comptes de 200 Hz.

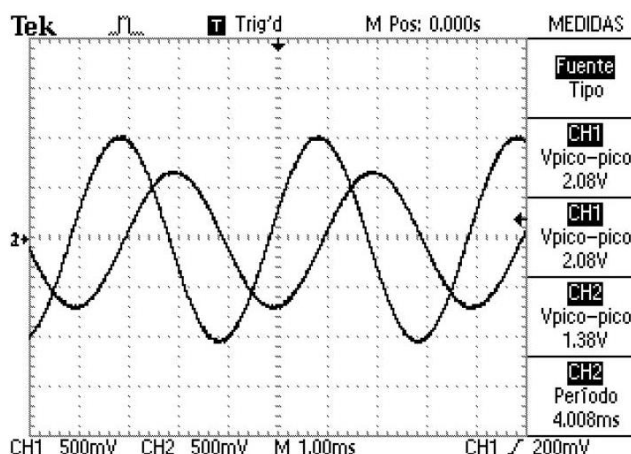


Figura 20: Ample de banda del filtre passabaix de segon ordre.

Per aquest apartat s'ha mesurat quan la tensió de sortida disminueix 3 dB.

5.3. Connecteu el circuit rectificador de doble ona i el filtre passabaix en cascada tal i com s'observa a la Figura 13. Comproveu que el resultat s'ajusta al teòric i a la simulació PSIM

Com es pot veure a la Figura 21 el resultat s'ajusta a l'esperat i a la simulació PSIM. Degut a les toleràncies dels components i als petits errors que s'arrastren dels apartats anteriors hi ha una petita discrepància entre el valor teòric de la component continua amb el valor real. Teòricament aquest hauria de ser de 0.636 V i a la realitat és de 0.605 V, tot i això, el concepte d'aplicació d'un rectificador de doble ona de precisió i un filtre passabaixos es pot apreciar perfectament.

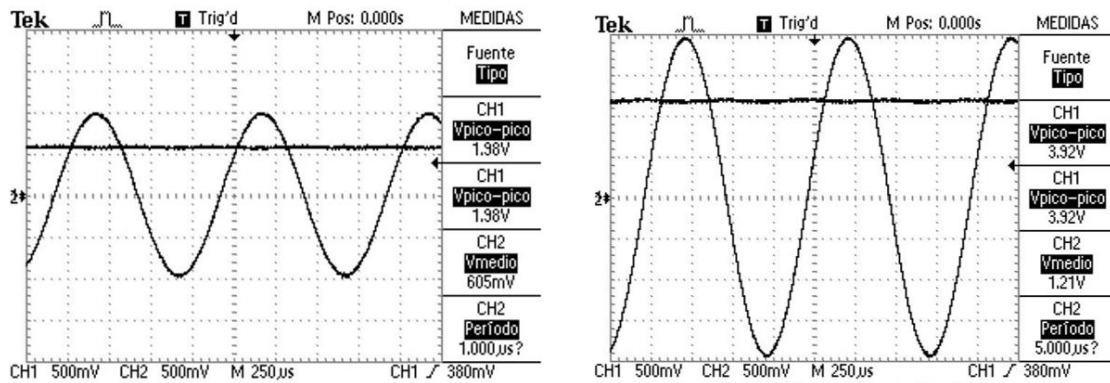


Figura 21: Senyal entrada-sortida del circuit rectificador + filtre.

Si s'utilitzen condensadors de desacoblament i es trenen els cables d'alimentació la sortida és casi bé totalment continua i no apareix cap tipus de soroll. Cal destacar que no trenar els cables d'alimentació i no utilitzar condensadors de desacoblament fa perdre moltíssima qualitat al senyal de sortida, tal i com es pot veure a la Figura 22:

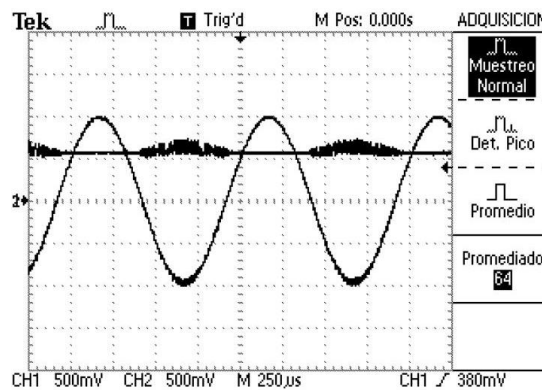


Figura 22: Senyal d'entrada-sortida sense trenar els cables d'alimentació i sense utilitzar condensadors de desacoblament.

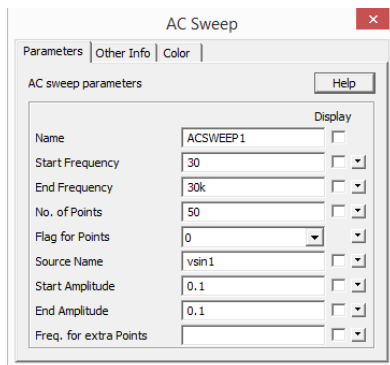
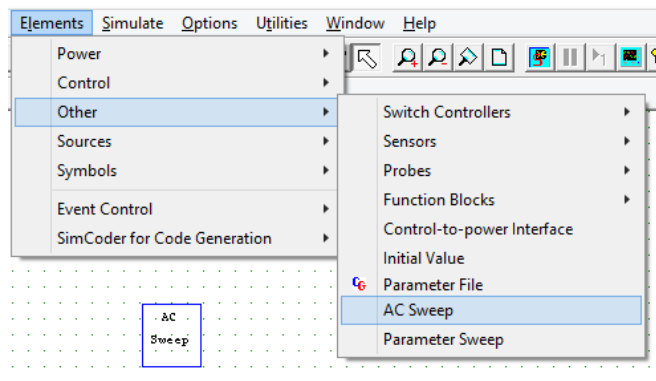
6. Annexes

ANNEX: UTILITZACIÓ DE L'EINA AC SWEEP A L'ENTORN DE SIMULACIÓ PSIM

A continuació es mostra com utilitzar l'eina AC Sweep a l'entorn de simulació Psim. L'AC Sweep és una eina que disposa l'entorn de simulació Psim i és l'encarregada d'obtenir la resposta en freqüència d'un sistema.

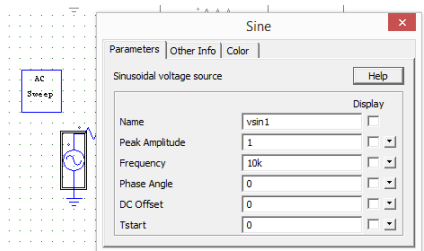
Per a obtenir la resposta en freqüència d'un sistema són necessaris 3 elements:

1. Bloc AC Sweep



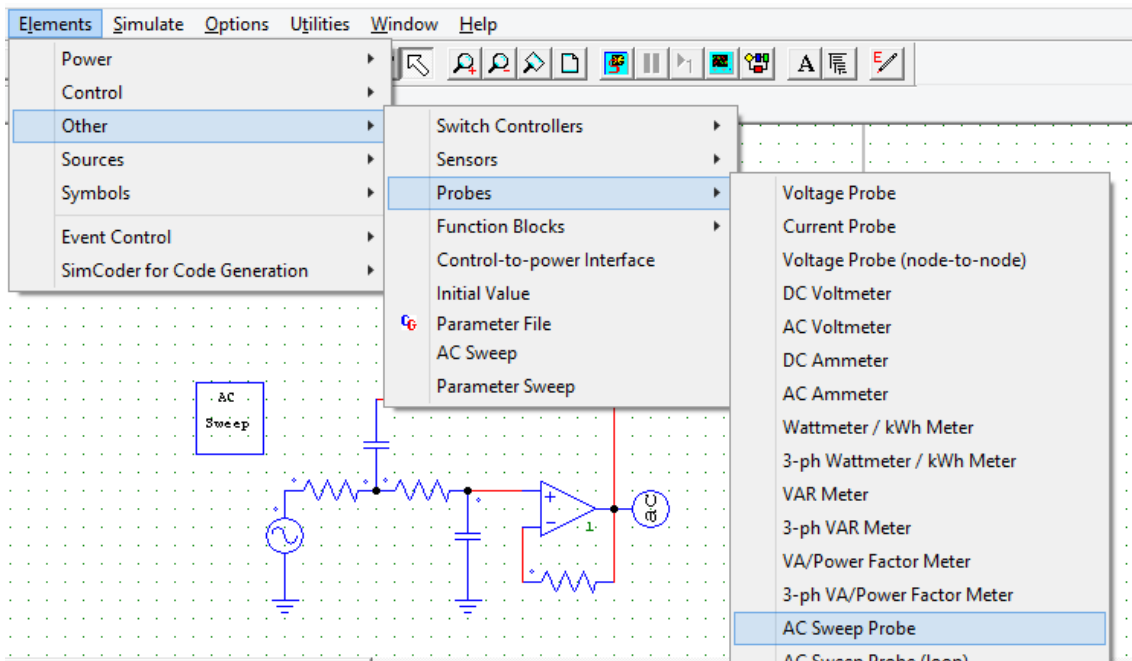
El bloc AC Sweep és l'encarregat de determinar els paràmetres de la resposta en freqüència. A aquest bloc s'hi destaquen els paràmetres Source Name i Freq. for extra points. El Source name és un dels tres elements necessaris per obtenir la resposta en freqüència i serà explicat posteriorment. El paràmetre Freq. for extra points s'utilitza per determinar freqüències específiques en casos on el mòdul o la fase canvia significativament i es desitja tenir més resolució en aquestes freqüències.

2. Font de tensió sinusoidal (vsin1)



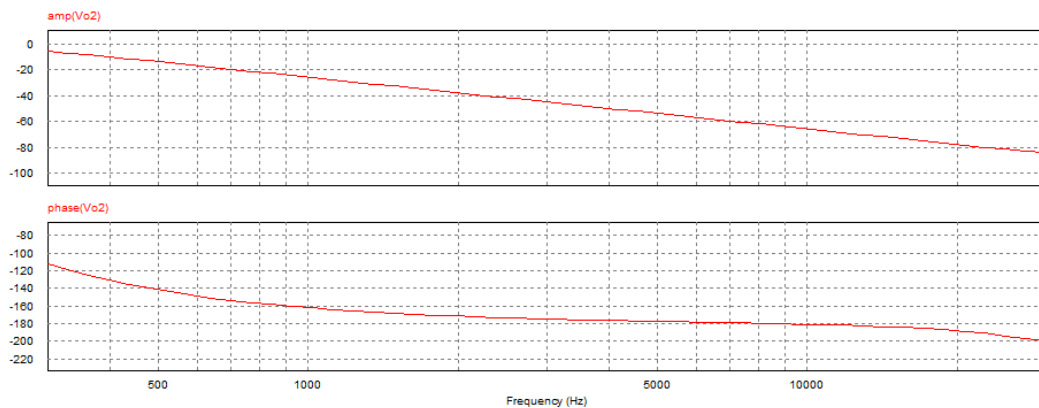
Aquesta font de tensió és l'encarregada de generar la resposta en freqüència. Aquesta ha d'anar connectada a l'entrada del circuit i ha de tenir el mateix nom que el que apareix a l'apartat Source Name dels paràmetres de configuració de l'element AC Sweep. No és necessari introduir cap valor específic als paràmetres Peak Amplitude i Frequency.

3. AC Sweep Probe



L'element AC Sweep Probe és l'equivalent al voltímetre en un circuit on s'obté la resposta temporal. Aquest element es connecta a la sortida del circuit.

Un cop es simula el circuit s'obté la resposta en freqüència, en mòdul i fase:



Annex 8: Antic volum de pràctiques de laboratori

En aquest annex es mostren les cinc pràctiques que formaven l'antic volum de pràctiques de laboratori de l'assignatura d'Electrònica Analògica

Pràctica 1: “Avantatges de la realimentació negativa”



**UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI**



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL I
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

SESSIÓ 1

Avantatges de la Realimentació Negativa

Professors: Alfonso Romero, Roberto Giral

1 OBJECTIUS

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- La utilització del programa PSIM per simular circuits realimentats i comprovar els avantatges de la RN.
- Els models simplificats dels amplificadors diferencials. (Teoria de Circuits, Pràctica 2).

2 INSTRUMENTS I MATERIAL NECESSARI

- Ordinador amb versió d'avaluació del programa PSIM.

3 ESTUDI PREVI

Les següents qüestions han de ser analitzades teòricament per l'alumne i presentades en el moment de la realització pràctica en el laboratori.

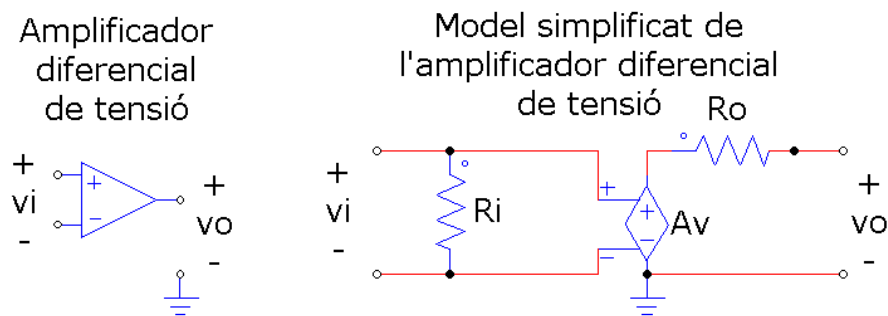


Figura 1. Amplificador diferencial de tensió i el seu model simplificat.

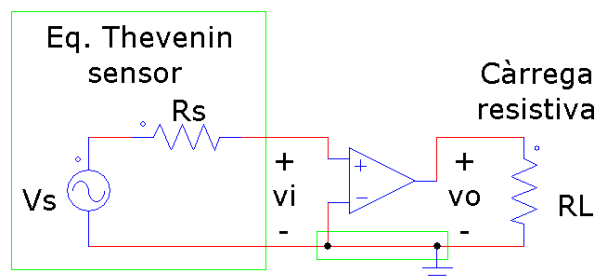


Figura 2. Circuit amb amplificador diferencial de tensió (amb massa comuna).

- **Millora de les impedàncies d'entrada i de sortida.**

Es vol fer servir l'amplificador diferencial de la Fig. 2 per minimitzar l'efecte de càrrega degut a la resistència R_s del sensor. Per simplificar els càlculs considerarem que el guany de tensió V_o/V_s desitjat és 1.

3.1) Analitzeu el circuit de la Fig.2 en funció dels paràmetres del circuit. Se selecciona inicialment un circuit anomenat seguidor d'emissor implementat amb una etapa basada en un transistor bipolar npn en configuració de col·lector comú que, modelat segons el circuit equivalent de la Fig. 1, té els paràmetres: $R_i = 1\text{ M}\Omega$, $R_o = 10\ \Omega$, $A_v = 1$. Suposant que $R_s = 100\text{ k}\Omega$ i $R_L = 1\text{ k}\Omega$, quin és el guany de tensió obtingut? Quins considereu que poden ser uns valors raonables per a R_i i R_o ($A_v = 1$)?

3.2) Com a solució alternativa se selecciona el circuit basat en l'amplificador operacional configurat com a seguidor de tensió de la Fig. 3 mitjançant una realimentació negativa unitària. En aquest cas $R_i = 1\text{ M}\Omega$, $R_o = 10\ \Omega$, $A_v = 100\text{ kV/V}$.

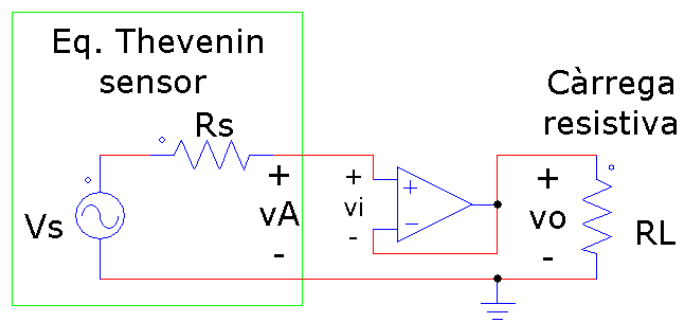


Figura 3. Circuit amb amplificador operacional realimentat configurat com a seguidor de tensió.

Analitzeu el circuit i trobeu el guany de tensió V_o/V_s . Trobeu la impedància de sortida de l'amplificador que veu la càrrega resistiva R_L i la impedància d'entrada de l'amplificador realimentat que veu el sensor. Quin efecte tindria l'augment de la impedància de sortida en llaç obert de l'amplificador a $R_o = 100\ \Omega$?

- **Reducció de la sensibilitat de l'amplificador realimentat respecte de paràmetres de l'amplificador original.**

3.3) Degut a les toleràncies del procés de fabricació dels amplificadors dels apartats 3.1 i 3.2 s'han obtingut amplificadors amb guanys inferiors en un 10 % als nominals (guanys reals: $A_v=0,9$ i $A_v=90$ kV/V). Repetiu els apartats 3.1 i 3.2 amb aquests nous valors i comproveu-ne l'efecte. Quin dels dos circuits és més insensible als canvis en els paràmetres nominals de l'amplificador?

- **Reducció del soroll.**

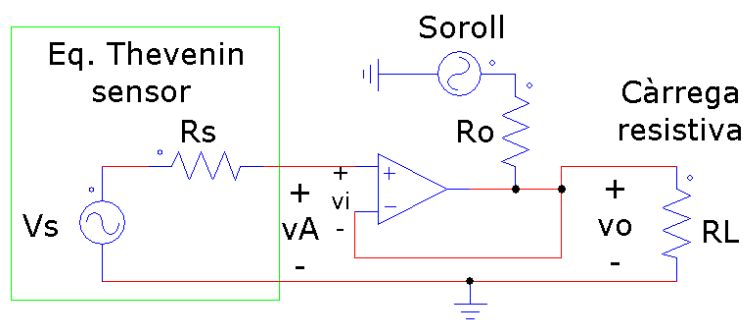


Figura 4. Circuit amb amplificador operacional configurat.

3.4) La font DC d'alimentació simètrica de l'AO alimenta molts altres circuits integrats de consum polsant. Tot i fer servir condensadors de desacoblament als terminals d'alimentació de l'AO poden aparèixer senyals superposats amb el valor DC (soroll conduit). Si el PSRR de l'AO no és suficientment alt, el soroll a les tensions d'alimentació es pot transmetre la sortida de l'AO. A la Fig. 4 s'ha modelat aquest efecte sumant a la sortida de l'AO la tensió proporcionada per una font sinusoidal independent. Suposeu que l'amplitud de pic de la font de soroll és $A_N=50$ mV a 1 kHz. $v_N = A_N \cos \omega t$.

Determineu l'efecte del soroll a la tensió de sortida (apliqueu superposició $V_S=0$).

4 CIRCUITS I MESURES.

4.1) Comproveu amb simulacions de PSIM els resultats obtinguts a l'apartat 3.1. En comptes de fer servir els elements ideals de la Fig.1 per modelar els amplificadors, utilitzeu l'element AO level-1 modificant els seus paràmetres adientment.

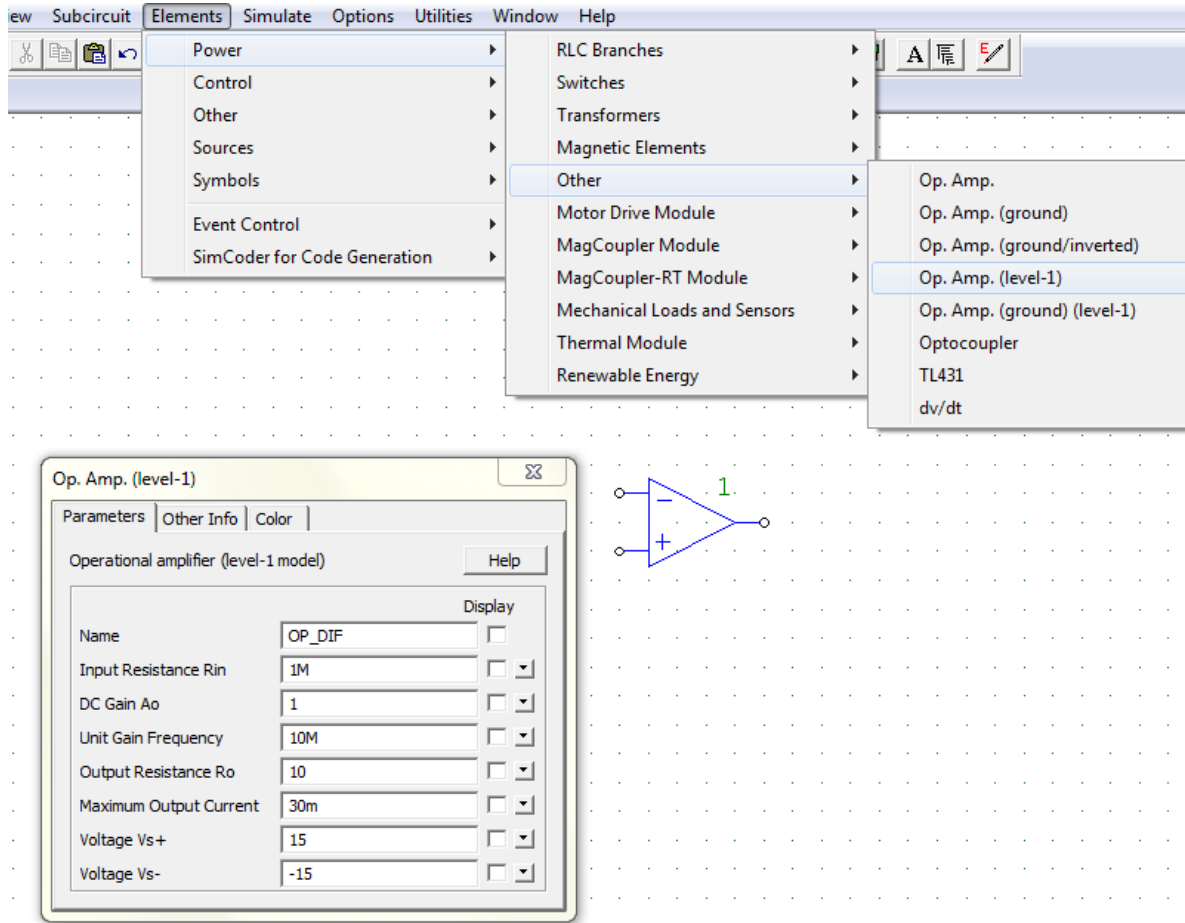


Figura 5. Element de PSIM per simular AO i amplificadors diferencials.

4.2) Comproveu amb simulacions de PSIM els resultats obtinguts a l'apartat 3.2. Per simplificar la obtenció de la impedància d'entrada i donat que no estem considerant la resposta en freqüència de l'AO podeu substituir la fons sinusoidal Vs per una font DC. Tingueu especial cura en el disseny de la simulació que us ha de permetre determinar la impedància de sortida. Si convé, reduïu la tensió d'entrada en diversos ordres de magnitud per evitar superar el màxim corrent de sortida. Per mesurar el corrent d'entrada feu servir el "current flag" al resistor R_s i poseu "Voltage Probes" a cada costat del resistor. El "Current Probe" pot donar problemes en aquest cas.

4.3) Comproveu amb simulacions de PSIM els resultats obtinguts a l'apartat 3.3. Tingueu en compte el que s'ha fet a l'anterior.

4.4) Comproveu amb simulacions de PSIM els resultats obtinguts a l'apartat 3.4. No desactiveu l'entrada Vs i augmenteu la limitació del corrent de sortida "Maximum Output Current" de l'amplificador en un factor 10. També heu d'incrementar per 100 el factor "Unit Gain Frequency".

A la memòria, no oblideu les conclusions finals.

Pràctica 2: “Oscil·lador de desplaçament de fase”



**UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI**



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL I
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

SESSIÓ 2

Oscil·lador de desplaçament de fase

Professors: Alfonso Romero, Roberto Giral

1 OBJECTIUS

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- La utilització dels instruments del laboratori.
- Els oscil·ladors de desplaçament de fase (Realimentació Positiva).

2 INSTRUMENTS I MATERIAL NECESSARI

- Oscil·loscopi.
- Generador de funcions.
- Font d'alimentació simètrica.
- Resistors: 2 d'1 k Ω i altres que heu de calcular a l'estudi previ.
- Condensador de 10 nF.
- Inductor de 22 mH.
- Potenciòmetre d'1 k Ω .
- Amplificador Operacional 741

3 ESTUDI PREVI

Un oscil·lador és un circuit electrònic que genera una sortida periòdica sense una font d'entrada independent. L'estructura d'alguns oscil·ladors és la que es mostra en la Figura 1. Consta d'una xarxa de desplaçament de fase (elements C-R-L-R) i una font de tensió controlada per tensió per crear una realimentació positiva ($v_i = v_o$) des de la sortida a l'entrada.

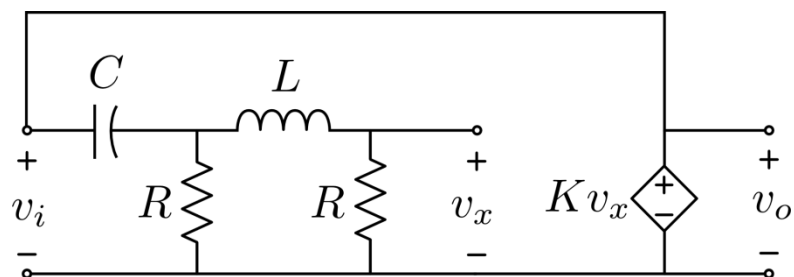


Figura 1. Circuit oscil·lador de desplaçament de fase.

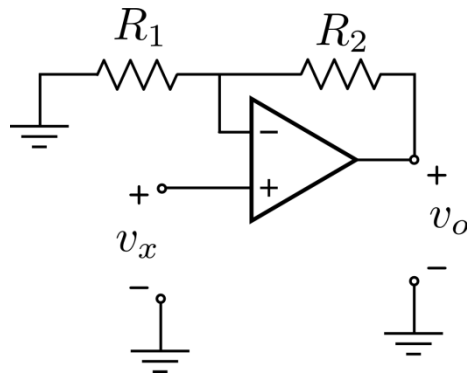


Figura 2. Circuit amplificador no inversor.

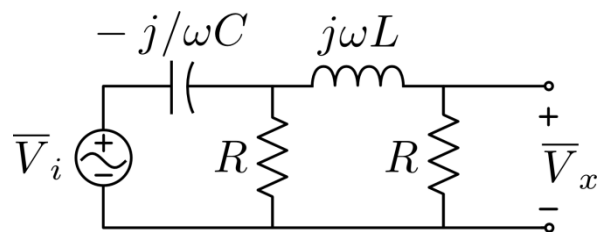


Figura 3. Circuit transformat fasorial de la xarxa de desplaçament de fase.

La font controlada representa un amplificador de tensió que produeix $v_o = K v_x$ que es pot realitzar utilitzant un circuit amb amplificador operacional no inversor com el de la Figura 2. La xarxa de desplaçament de fase està dissenyada de manera que $v_x = v_i/K$ a una única freqüència. A aquesta freqüència de disseny es compleix:

$$v_o = \frac{v_o}{v_x} \times \frac{v_x}{v_i} \times v_i = K \frac{1}{K} v_i = v_i$$

Això significa que l'entrada pot provenir directament de la sortida, per mitjà de la connexió de realimentació, i per tant no es requereix una font independent. El circuit només necessita una petita energia inicial en el condensador, o en l'inductor, i produeix una sortida oscil·lant. L'amplitud de l'oscil·lació depèn dels límits de funcionament de l'amplificador operacional.

Una forma de dissenyar l'oscil·lador consisteix a analitzar primer el circuit transformat fasorial de la Figura 3 per determinar el valor d' ω amb el qual

$$\bar{V}_x = \frac{\bar{V}_i}{K} \Rightarrow \frac{\bar{V}_i}{\bar{V}_x} = K \angle 0^\circ$$

i el valor corresponent de K . Després es poden escollir les resistències de l'amplificador no inversor perquè es comporti com una font controlada amb aquest valor de K .

Les següents qüestions han de ser analitzades teòricament per l'alumne i presentades en el moment de la realització pràctica en el laboratori.

3.1) Analitzeu el circuit de la Figura 1 i obteniu la relació:

$$a(s) = \frac{V_x(s)}{V_i(s)}$$

Dibuixeu l'LGA del circuit suposant un amplificador operacional ideal i, per tant, una realimentació positiva de tipus proporcional. Si necessiteu valors numèrics per traçar l'LGA podeu fer servir les dades de l'apartat 3.3.

$$f(s) = -K; \quad K \in \mathfrak{R}^+$$

Obteniu l'expressió de K (en funció d' R , L i C) que situa els pols de llaç tancat a sobre de l'eix imaginari. Trobeu també l'expressió de la freqüència d'oscil·lació ω_{osc} .

3.2) Analitzeu el circuit de la Figura 3 i obteniu la relació:

$$\frac{\bar{V}_x}{\bar{V}_i} = a(j\omega)$$

Dibuixeu el diagrama de Bode del guany de llaç

$$T(j\omega) = a(j\omega)f(j\omega) = -Ka(j\omega)$$

Comproveu que de la condició d'argument es pot obtenir la mateixa freqüència d'oscil·lació ω_{osc} que a l'apartat 3.1 i que de la condició de mòdul s'obté el valor de K .

$$\arg[T(j\omega_{osc})] = 180^\circ$$

$$|T(j\omega_{osc})| = 1$$

Verifiqueu que les expressions per a la freqüència d'oscil·lació ω_{osc} i el valor corresponent de K , també es poden obtenir de:

$$\text{Im}[a(j\omega_{osc})] = 0$$

$$a(j\omega_{osc}) = 1/K \angle 0^\circ$$

3.3) Calculeu ω_{osc} , $f_{osc} = \omega_{osc}/2\pi$ i K , amb les dades següents:

$$C = 10 \text{ nF}; L = 22 \text{ mH}; R = 1 \text{ k}\Omega$$

Feu una simulació amb PSIM de la xarxa de desplaçament de fase (Figura 3) amb aquests valors dels components i un senyal d'entrada sinusoidal de la freqüència calculada i de 10 V d'amplitud de pic. Comproveu en la simulació que la relació entre els senyals v_i i v_x en règim permanent és la desitjada.

3.4) Calculeu el valor de la resistència R_1 del circuit amplificador no inversor de la Figura 2, suposant que $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$, perquè es comporti com una font de tensió controlada per tensió amb el guany K calculat prèviament. Trieu el resistor, d'entre els que teniu disponibles, que en sèrie amb el potenciòmetre d'1 k Ω permeti obtenir el valor de la resistència R_1 calculada. Quin és el codi de colors del resistor?

3.5) Simuleu amb PSIM el circuit oscil·lador de la figura 1, connectant adientment els circuits analitzats als apartats anteriors. Utilitzeu el model d'amplificador operacional que trobareu al menú Elements/power/other/Op.Amp. Modifiqueu els paràmetres de les tensions d'alimentació de l'AO a +15 V i -15 V. Fixeu-vos que no hi ha cap font independent, només la font controlada implementada amb l'amplificador no inversor. Perquè el circuit arrenqui a oscil·lar cal donar una petita energia inicial, per exemple, una condició inicial d'1 mV a la tensió del condensador, i donar un guany K una mica més gran que el calculat a l'apartat 3.3, per exemple, amb un valor d' R_1 un 10% més petit.

Observeu els senyals v_x i v_o en règim permanent i mesureu la freqüència d'oscil·lació.

4 CIRCUITS I MESURES.

4.1) Construïu el circuit de la Figura 3 amb els components especificats a l'apartat 3.2. Com a senyal d'entrada poseu un de sinusoidal amb 10 V d'amplitud i offset zero, i ajusteu-li la freqüència perquè el desfasament entre l'entrada i la sortida sigui zero. Compareu aquesta freqüència amb la de l'estudi previ. Mesureu l'amplitud de la sortida i obteniu K a partir d'aquesta mesura.

4.2) Construïu el circuit amplificador no inversor de la Figura 2 amb els components calculats en l'apartat 3.4 amb les tensions d'alimentació de l'AO a +15 V i -15 V. Recordeu que R_1 és la resistència equivalent d'un resistor fix en sèrie amb el potenciòmetre d'1 k Ω configurat com a resistor variable. Connecteu a l'entrada v_x el senyal sinusoidal de sortida del circuit de l'apartat 4.1. Ajusteu el resistor variable per tal que el guany de l'amplificador inversor sigui igual a la K mesurada anteriorment. Comproveu també que el guany total v_o/v_i és 1.

4.3) Desconnecteu el generador sinusoidal de l'entrada del circuit i connecteu en el seu lloc la sortida de l'AO tancant així el llaç de realimentació positiva seguint l'esquema de la figura 1. Si el circuit no oscil·la reduïu una mica el valor del resistor variable per augmentar el guany del llaç. Apagar i encendre l'alimentació de l'AO pot ajudar a fer arrencar l'oscil·lació. Observeu els senyals v_x i v_o a l'oscil·loscopi i mesureu les seves amplituds i la seva freqüència d'oscil·lació. Recordeu d'anotar els ajustaments dels eixos de l'oscil·loscopi per a la memòria.

Molt important: Connecteu dos condensadors de desacoblament de 100 nF entre les tensions d'alimentació de l'AO i massa. Treneu també els cables des de la font d'alimentació simètrica i la protoboard. Tingueu en compte aquest aspecte per a futures pràctiques.

Pràctica 3: “Limitacions dels amplificadors operacionals”



**UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI**



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL I
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

SESSIÓ 3

Limitacions dels Amplificadors Operacionals

Professors: Alfonso Romero, Roberto Giral

1 OBJECTIUS

En aquesta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb:

- La utilització dels instruments del laboratori.
- Amplificadors Operacionals de diferents tipus.

2 INSTRUMENTS I MATERIAL NECESSARI

- Oscil·loscopi.
- Generador de funcions.
- Font d'alimentació simètrica.
- Amplificador Operacional uA741
- Amplificador Operacional TLC2272
- Amplificador Operacional OPA350
- Fulls de característiques dels AOs anteriors.

3 ESTUDI PREVI

A la presenta pràctica es pretén que l'alumne es familiaritzi amb les principals característiques de tres Amplificadors Operacionals de característiques diferents que s'hauran de trobar als fulls de característiques subministrats pel fabricant (és el mateix fabricant). Entre les característiques més destacables s'haurà de trobar el marge de les tensions d'alimentació y de les tensions d'entrada y de sortida de cada amplificador, l'"Slew-Rate" (SR), el producte guany-amplada de banda (GBW), les impedàncies d'entrada i de sortida, el corrent màxim de sortida, el rebuig a les tensions de mode comú CMRR i el rebuig a les pertorbacions a l'alimentació (PSRR, K_{SVS} , K_{SVR}).

Les següents qüestions han de ser analitzades teòricament per l'alumne i presentades en el moment de la realització pràctica en el laboratori.

3.1) Analitzeu els fulls de característiques de l'AO de propòsit general **uA741C** de Texas Instruments. Quines són les seves principals característiques segons el fabricant? Trobeu a les 10 primeres pàgines tants dels paràmetres llistats abans com us sigui possible. Per simplificar les coses fixeu-vos només en la versió uA741C (0 °C a 70 °C).

3.2) Analitzeu els fulls de característiques de l'AO rail-to-rail **TLC2272C** de Texas Instruments. Quines són les seves principals característiques segons el fabricant? Trobeu a les 9 primeres pàgines i de la pàgina 30 a la 46 tants dels paràmetres llistats abans com us sigui possible. Per simplificar les coses fixeu-vos només en la versió TLC2272C (0 °C a 70 °C).

3.3) Analitzeu els fulls de característiques de l'AO d'alta velocitat rail-to-rail **OPA350** de Burr-Brown-Texas Instruments. Quines són les seves principals característiques segons el fabricant? Trobeu a les 14 primeres pàgines tants dels paràmetres llistats abans com us sigui possible.

3.4) Feu una taula resum amb els paràmetres trobats als apartats anteriors. Poseu les dades de cada amplificador en una columna perquè sigui més fàcil comparar-los. Com que coneixeu el model Op-Amp level-1 del programa de simulació PSIM digueu quins dels paràmetres són directament contemplats pel model i quins no.

3.5) Consulteu les pàgines web següents, on trobareu més informació dels amplificadors operacionals anteriors com ara el preu i afegiu aquesta informació a la taula de l'apartat 3.4.

<http://es.farnell.com/texas-instruments/ua741cp/ci-amplificador-operacional-simple/dp/1564944>

<http://es.farnell.com/texas-instruments/tlc2272aip/amplificador-operacional-rro-p/dp/8454035>

<http://es.farnell.com/texas-instruments/opa350pa/amplificador-operacional-rri-o/dp/1097443>

CIRCUITS I MESURES.

Quan sigui possible recordeu que heu de comparar els resultats proporcionats pel fabricant dels operacionals amb els obtinguts experimentalment.

4.1) Munteu el circuit seguidor de tensió de la Figura 1 pàgina 7 del full de característiques de l'AO uA741. Alimenteu el circuit a ± 15 V (bipolar) quan el feu servir per mesurar l'SR del uA741, i a $+5/0$ V (unipolar) per al del TCL2272 i l'iOPA350. Apliqueu a l'entrada del circuit un senyal quadrat ajustant per a cada cas la seva amplitud, nivell de contínua i freqüència de forma que us permeti mesurar l'SR dels operacionals. Consulteu les indicacions dels fabricants, per exemple, tingueu en compte la Figura 3, pàg.10 de l'OPA350.

Visualitzeu a l'oscil·loscopi els senyals d'entrada i sortida així com la mesura de l'SR. Són iguals les mesures quan la sortida passa de nivell baix a nivell alt que quan ho fa a l'inrevés?

4.2) Apliqueu un senyal de contínua d'1V d'amplitud i disminuïu la resistència de càrrega dels muntatges per comprovar els màxims corrents de sortida que poden subministrar els operacionals. Són iguals si apliqueu -1 V?

4.3) Mantenint les alimentacions dels apartats anteriors per a cada amplificador, munteu amplificadors inversors de guany -39 amb resistors més grans de 10 k Ω . Mesureu el producte guany-amplada de banda dels operacionals. Recordeu de carregar els diferents circuits amb el mateix resistor que s'ha fet servir als fulls de característiques. Feu servir un senyal d'entrada sinusoidal amb el nivell de continua al punt mig de les alimentacions; ajusteu la seva amplitud perquè no se saturin els circuits (si el fabricant us dóna indicacions intenteu seguir-les) i determineu la freqüència de tall de l'amplificador realimentat en cada cas. Expliqueu els ajustaments i el procediment que heu seguit en cada cas i visualitzeu les formes d'ona significatives a l'oscil·loscopi.

4.4) Aprofitant els muntatges de l'apartat anterior, augmenteu l'amplitud del senyal d'entrada i comproveu els nivells de tensió a què se saturen els diferents operacionals.

Molt important: Connecteu dos condensadors de desacoblament de 100 nF entre les tensions d'alimentació dels l'AO i massa. Treneu també els cables des de la font d'alimentació i la protoboard.

Pràctica 4: “Regulador sèrie de tensió”



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL I
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

SESSIÓ 4

Regulador Sèrie de Tensió

Professors: Alfonso Romero, Roberto Giral

1 OBJECTIUS

En aquesta pràctica es pretén dissenyar i construir un regulador sèrie de tensió. El procés de disseny es basa en la realització del regulador amb elements discrets en la seva primera part, per poder observar la funció dels diferents blocs. Posteriorment s'utilitzarà un circuit integrat que incorpora alguns dels blocs anteriorment estudiats.

Per tant, la pràctica es pot dividir en dues parts fonamentals:

- Disseny d'una etapa reguladora amb components discrets.
- Ús del C.I. 723 com element base del regulador

2 INSTRUMENTS I MATERIAL NECESSARI

- Font d'alimentació simètrica.
 - Amplificador Operacional uA741
 - Regulador Lineal uA723
 - Díode Zener de 5,1 V
 - 2 Transistors NPN BD139
 - potenciòmetres
 - Protoboard, cables i resistors variats.
-
- Demaneu als professor dissipadors pels transistors i el resistor de potència de la càrrega.

3 ESTUDI PREVI

Les següents qüestions han de ser analitzades teòricament per l'alumne i presentades en el moment de la realització pràctica en el laboratori.

3.1) Disseny d'un regulador de tensió bàsic

El circuit utilitzat en el regulador de tensió bàsic és el mostrat en la figura 1.

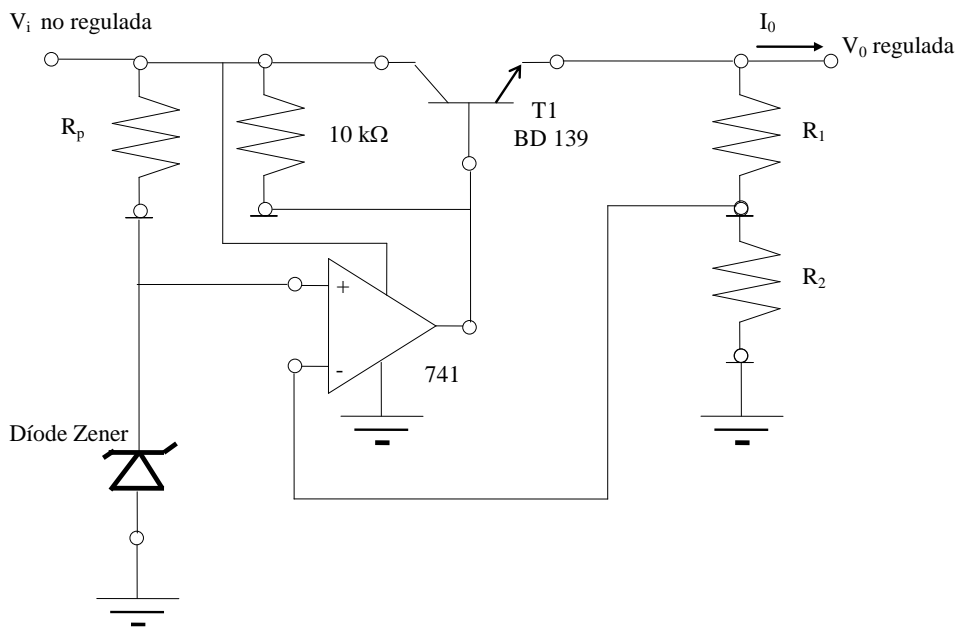


Figura 1: Regulador de tensió bàsic

En aquest circuit, una mostra de la tensió de sortida és comparada amb una tensió de referència estable (un Zener de 5,1 V). La sortida del comparador alimenta la base del transistor de pas, realimentant-se negativament el sistema. La tensió de sortida que es desitja obtenir és de 8 V. La variació d'entrada V_{in} serà entre 10 V i 20 V:

- Trobeu uns valors d' R_1 i R_2 que acompleixin l'especificació de sortida desitjada (8 volts) i que no consumeixin excessiu corrent. ($I_{R_1+R_2} < 1$ mA).
- Dimensioneu la resistència de polarització del díode Zener (5,1 V) per a que actui com a tal. (Considereu que el corrent de polarització mínim en el díode Zener ha de ser d'uns 20 mA.)

c) Si en aquesta part de la pràctica el regulador s'utilitzarà en buit ($I_0=0$ A), ¿quina és la màxima tensió admissible a la entrada?

d) Quina és, per a petites variacions, la regulació de línia esperada ($\Delta V_0/\Delta V_i$) en mV/V? Utilitzeu, per al seu càlcul, els valors següents:

- $R_{in} = 500 \Omega$ (resistència d'entrada al transistor)
- $R_0 = 50 \text{ k}\Omega$ (resistència de sortida del transistor)
- $h_{FE} = 100$
- $A_0 = 2000$ (guany de l'amplificador operacional)
- $R_L = \infty$

e) A partir de quin valor de tensió d'entrada V_{in} el regulador funcionarà correctament com a tal?

f) El resistor de $10 \text{ k}\Omega$ connectat entre l'entrada i la base del transistor serveix per aprofitar més bé el marge dinàmic de corrents de sortida de l'amplificador uA741. Si el resistor no hi fos, quins serien els corrents de sortida màxims i mínims de l'AO? Considereu que volem un corrent de càrrega $I_0 = 360 \text{ mA}$ i que $h_{FE}=100$. Recordeu també que la tensió d'entrada V_{in} està entre 10 V i 20 V . Quins són els corrents màxim i mínim que subministra l'AO amb el resistor de $10 \text{ k}\Omega$ connectat?

g) Si es vol utilitzar el voltatge de referència de l'integrat CI 723, quin marge de valors de V_{ref} podem trobar?

3.2) Càrrega activa

h) Per a poder realitzar mesures s'utilitzarà una càrrega activa tal i com es mostra en la figura 2. Dissenyeu R_a i P_1 de forma que T4 passi de tall ($V_{ce}=V_0$, $I_0=0$) a saturació ($V_{CE}\approx 100 \text{ mV}$) emprant un potenciòmetre. Preveure el pitjor cas (h_{FE} mínima). Dissenyeu R_C per obtenir un corrent de col·lector $I_0 = 360 \text{ mA}$ en saturació (suposant una V_0 de 8 V). Calculeu, de cara al muntatge, la potència que dissiparà la resistència de col·lector R_C . Podeu considerar, per exemple, que $V_{cc}=5 \text{ V}$, tot i que més endavant veureu que us pot interessar que sigui de 15 V o de 7 V .

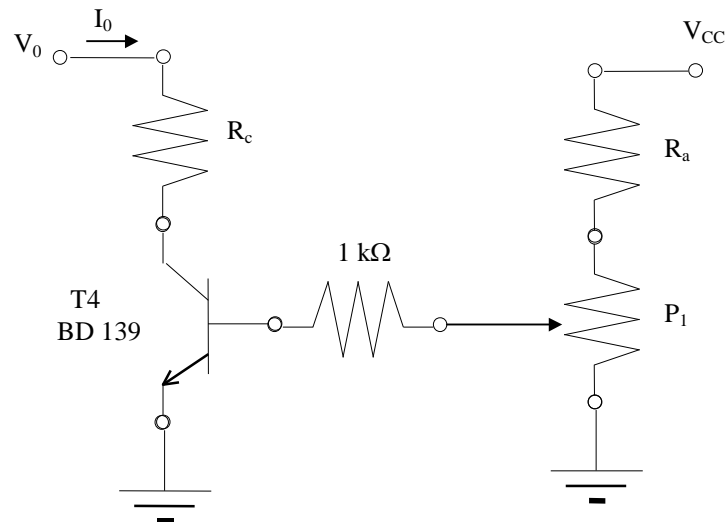


Figura 2: Càrrega activa

3.3) L'integrat 723 com a base del regulador

Un circuit integrat que incorpora els elements necessaris per a la regulació lineal és el C.I. 723.

i) A partir de l'esquema funcional del C.I. 723 (consulteu les característiques de l'integrat 723 als fulls de característiques) determineu les connexions per implementar el circuit de la figura 1 amb aquest integrat (sense ni díode Zener, ni transistor, ni AO externs).

j) Amb els terminals "Current sense" i "Current Limit" s'ha d'implementar la protecció davant de curtcircuits. Modifiqueu el disseny anterior i indiqueu el valor adient de la resistència R_{SC} perquè el corrent màxim no superi el límit de 150 mA indicat pel fabricant.

k) Consulteu també els fulls de característiques per veure com, amb l'ajuda d'un transistor NPN extern, es pot incrementar el corrent de sortida del regulador perquè arribi, per exemple, als 360 mA previstos. En el nostre cas aquest transistor extern no serà el que diu el full de característiques ja que farem servir un BD139.

4 CIRCUITS I MESURES.

4.1) Munteu en el laboratori el circuit de la figura 1 amb els valors dels resistors calculats anteriorment. Els resistors R_1 i R_2 poden ser implementats utilitzant resistors fixos i un potenciòmetre, de manera que es faciliti l'ajust. S'ha de mantenir, però, la condició $I_{R_1+R_2} < 1$ mA. A partir de quina tensió d'entrada (V_{in}) el regulador funciona correctament?

4.2) Mesureu la tensió de sortida per una tensió d'entrada entre 10 V i 20 V (considereu, com a mínim, 5 punts equiespaiats). Mesureu també, la tensió de referència en el díode Zener. Quina és la regulació de línia mesurada ($\Delta V_o/\Delta V_i$)? Expresseu el resultat en mV/V. Per què hi ha discrepància entre la calculada i la mesurada?

4.3) Sense desmuntar el circuit anterior, alimenteu el circuit integrat (CI) 723 i mesureu-ne la tensió de referència. Recordeu-vos del condensador de desacoblament a l'alimentació del CI. Al circuit de l'apartat 4.2 substituïu la referència proporcionada pel díode Zener per la del CI 723, redissenyeu els valors d' R_1 i R_2 (es pot utilitzar un potenciòmetre) per obtenir de nou 8 V a la sortida tenint en compte la nova tensió de referència i torneu a fer les mesures per obtenir la regulació de línia. Quina és la regulació de línia quan es fa servir la referència del CI en comptes de la del Zener? Traieu conclusions sobre els dos muntatges.

4.4) Munteu i comproveu el funcionament del disseny de l'apartat 3.3 amb limitació de corrent inclosa, variant la tensió d'entrada entre 10 V i 20 V. Repetiu de nou les mesures dels apartats 4.2 i 4.3 (en buit). Compareu les tres regulacions de línia obtingudes. Representeu les mesures en una mateixa gràfica. Comproveu també que el corrent es limita correctament quan es curtcircuita la sortida. Quin és el corrent de curtcircuit?

4.5) Munteu la càrrega activa amb els valors de resistència calculats a l'estudi previ. Utilitzant les fonts d'alimentació disponibles comproveu el marge de valors d' I_o que podem obtenir. IMPORTANT: Cal muntar el transistor de potència BD139 amb un dissipador tèrmic adient. Si el corrent màxim és superior a 360 mA canvieu el valor de la R_c perquè, en saturació, no passin més de 360 mA pel transistor T4. També cal tenir en compte la potència dissipada a R_c . De vegades es poden associar diversos resistors de 250 mW en paral·lel per dissipar la potència necessària. En aquest cas, es recomana fer servir el resistor de potència calculat a l'estudi previ que haureu de demanar al professor.

Per a un valor de tensió d'entrada V_i de 15 V mesureu la V_o per diferents valors d' I_o (entre 0 i el corrent de curtcircuit de l'apartat 4.4, realitzant un mínim de 5 mesures). Determineu la regulació de càrrega en mV/V per a aquest interval.

Recordeu que la regulació de càrrega es defineix com $\left. \frac{\Delta V_o}{V_o} \right|_{\Delta I_o}$

4.6) Modifiqueu el muntatge de 4.5 afegint el transistor extern BD139 i canviant la limitació del corrent (R_{SC}) per poder augmentar el corrent fins els 360 mA (el màxim de la càrrega activa). En principi, si heu limitat correctament el corrent màxim per la càrrega activa podeu fins i tot prescindir de la limitació de corrent curtcircuitant R_{SC} . Repetiu les mesures de regulació de línia i càrrega i compareu els resultats amb els anteriors.

Molt important: Connecteu un condensador de desacoblament de 100 nF entre la tensions d'alimentació de l'AO i massa. Treneu també els cables entre la font d'alimentació i la protoboard.

Pràctica 5: “Filtres amb amplificadors operacionals”



**UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI**



**GRAU D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL I
AUTOMÀTICA**

LABORATORI D'ELECTRÒNICA ANALÒGICA

SESSIÓ 5

Filtres amb Amplificadors Operacionals

Professors: Alfonso Romero, Roberto Giral

1. OBJECTIUS

L'objectiu primordial d'aquesta sessió és donar a conèixer a l'alumne els filtres actius amb amplificadors operacionals. Concretament s'incidirà en els filtres passabaix de Butterworth amb la configuració de Sallen-Key. Es repassen els conceptes de funció de xarxa i de resposta en freqüència d'un circuit

2. INSTRUMENTS I MATERIAL NECESSARI

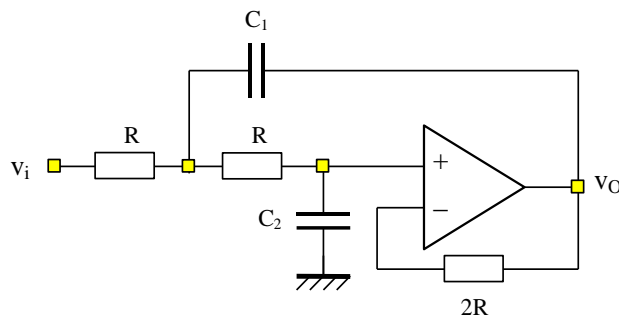
- Font d'alimentació simètrica.
- Amplificador Operacional uA741 i condensadors de desacoblament.
- Oscil·loscopi.
- 1 condensador de 10 nF.
- 1 condensador de 4,7 nF (o dos condensadors de 10 nF addicionals).
- Resistors de valors diversos (Consultar al professor)

3. FILTRE ACTIU PASSABAIXOS AMB AO

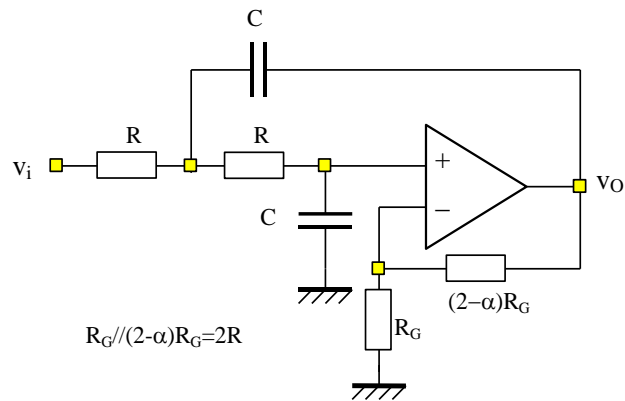
La funció de xarxa normalitzada de la resposta dels filtres de segon ordre anterior per a una freqüència de tall d'1 rad/s és la següent.

$$H(s) = \frac{A}{s^2 + \alpha s + 1}$$

- Filtre de Sallen-Key Passabaix de Guany 1. $R=1 \Omega$, $C_1=2/\alpha$ F, $C_2=\alpha/2$ F.



- Filtre de Sallen-Key Passabaix de Components d'Igual Valor. $R=1 \Omega$, $C=1 \text{ F}$.



NOTA: Intercanviant els condensadors i els resistors s'obtenen els filtres passaalt.

Fent desnormalització de freqüències i impedàncies es poden obtenir els valors dels resistors i condensadors per a qualsevol freqüència de tall.

4. ESTUDI PREVI

Els filtres de Butterworth es caracteritzen perquè els seus pols es troben al damunt d'una circumferència de radi igual a la freqüència de tall (-3 dB). La forma general d'un filtre passabaix de Butterworth de segon ordre és:

$$H(s) = \frac{A \cdot \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad \text{amb } 2\zeta = \alpha = \sqrt{2}$$

on es compleix que $\omega_0 = \omega_c = 2\pi f_c$, sent f_c la freqüència de tall en Hz.

4.1) Analitzeu i trobeu les expressions de les funcions de xarxa dels filtres passabaix de l'apartat 3 sense substituir els valors ni dels resistors ni dels condensadors. Si es fa que $R=1 \Omega$ i que $\omega_0=1 \text{ rad/s}$ heu d'obtenir els mateixos valors dels condensadors que s'indiquen a les figures.

4.2) Volem trobar els valors de resistències i condensadors que fan falta per tenir una freqüència de tall de 4 kHz. Com en totes dues configuracions els valors de R són iguals, deixeu els condensadors tal i com estan i modifiqueu el valor de R perquè els circuits tinguin la nova freqüència de tall. (Desnormalització de freqüència)

4.3) Desnormalització d'impedància. Si els valors obtinguts dels resistors són massa petits i els dels condensadors massa grans es poden multiplicar totes les impedàncies pel factor de correcció que faci falta perquè els valors que s'obtinguin siguin més raonables. Recordeu que la impedància del condensador és $(1/Cs)$ inversament proporcional a la capacitat. Calculeu el factor de multiplicació perquè $C=C_1=10 \text{ nF}$ i trobeu els valors de la resta de paràmetres del circuit.

4.4) Indiqueu el guany a freqüències baixes de les dues estructures. Dibuixeu el diagrama de Bode de la resposta en freqüència teòrica dels dos circuits. En escala semilogarítmica; en dB pel mòdul i en graus per a la fase (desfasament).

Si voleu podeu avançar-vos a la sessió al laboratori i començar amb l'apartat 5.1.

5. CIRCUITS I MESURES

Nota: En tots els casos en que sigui possible, comparar els resultats experimentals amb els que s'esperen teòricament. Comentar les diferències.

5.1) Simuleu les respostes (mòdul i fase) dels dos circuits amb el PSIM i comproveu que s'ajusten a les teòriques (AC Sweep, AC Sweep Probe).

5.2) Substituint els valors dels resistors pels més propers de la sèrie E12, munteu el circuit de guany 1. No oblideu els condensadors de desacoblament.

5.3) Obteniu experimentalment la resposta en freqüència del circuit. Per fer-ho connecteu al circuit un senyal d'amplitud coneguda i mesureu l'amplitud del senyal de sortida. Empleneu una taula com la següent amb els resultats obtinguts.

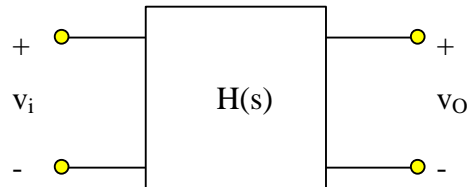
Freqüència (kHz)	Amplitud V_{in} (V)	Amplitud V_o (V)	Desfasament (graus)	$20\log V_o/V_i $ (dB)
0,0				
0,5				
1,0				
2,0				
4,0				
8,0				
16,0				
32,0				

Dibuixeu els diagrames en paper semilogarítmic.

6. ANNEX

- **Tipus de Filtres:**

La figura següent mostra els diagrama de blocs d'un circuit biport caracteritzat per la seva funció de xarxa $H(s)=V_o(s)/V_i(s)$. On s és la variable complexa $s = \sigma + j\omega$.

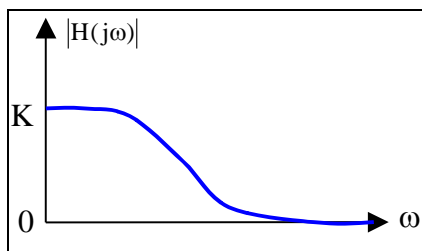


La resposta en freqüència del circuit anterior s'obté particularitzant la funció de xarxa en l'eix imaginari. S'obté $H(j\omega)$ que és una funció complexa amb part real i imaginària, encara que s'acostuma a representar el seu mòdul $|H(j\omega)|$ i la seva fase $\angle H(j\omega)$. El mòdul de la resposta en freqüència permet obtenir l'amplitud que tindrà a la sortida un senyal sinusoidal que s'injecti a l'entrada.

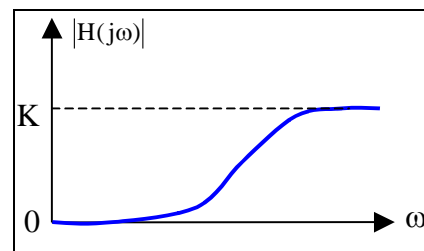
Per exemple si: $v_i(t)=A\cos\omega_1t$; $v_o(t)=A \cdot |H(j\omega_1)| \cos(\omega_1t + \angle H(j\omega_1))$.

Valors del mòdul superiors a 1 impliquen que el senyal és amplificat. Valors del mòdul inferiors a 1 impliquen que el senyal és atenuat. Quan el mòdul és 0 es diu que el senyal es rebutjat o eliminat i no passa pel circuit. Com l'amplitud dels senyals de sortida depèn del mòdul de la resposta en freqüència, és diu que el circuit filtra els senyals d'entrada.

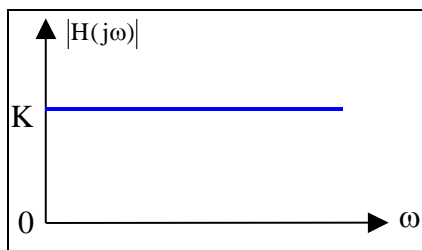
La representació d' $|H(j\omega)|$ en funció de la freqüència permet classificar els filtres en diversos tipus:



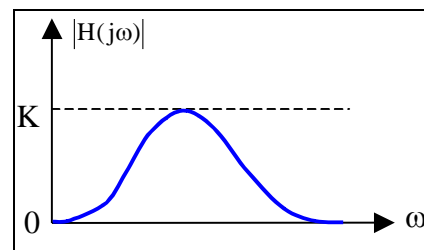
Passabaix (PB)



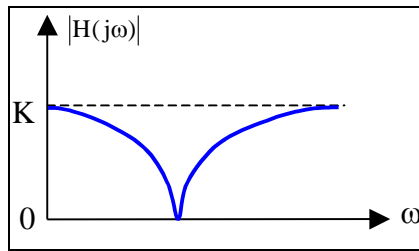
Passaalt (PA)



Passa Tot

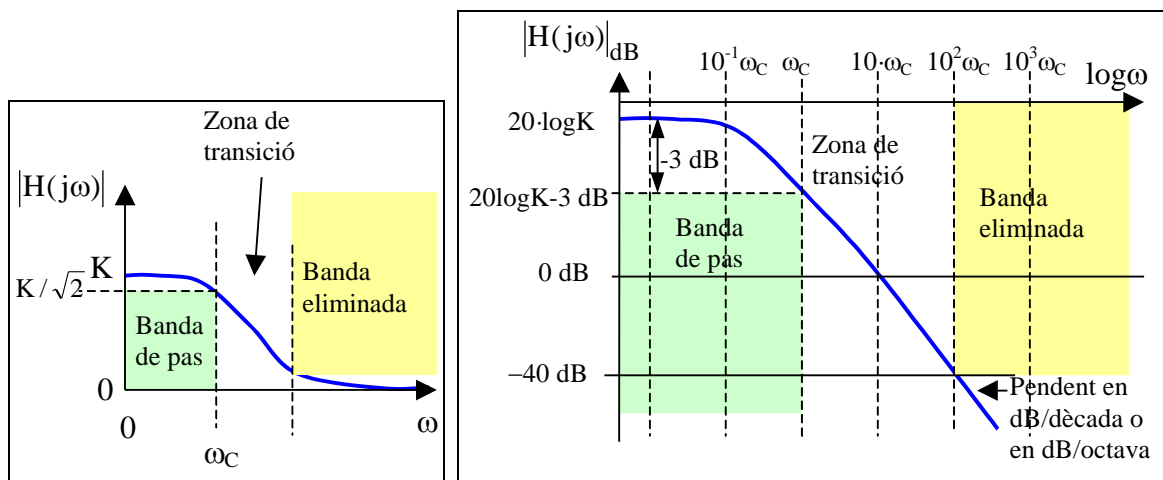


Passabanda (PBda)



Banda Eliminada (Notch)

També hi poden haver filtres multibanda. Agafant com a exemple el filtre passabaix, es defineixen els següents termes:



Mòdul lineal

Diagrama de Bode, gràfica semilogarítmica en dB.

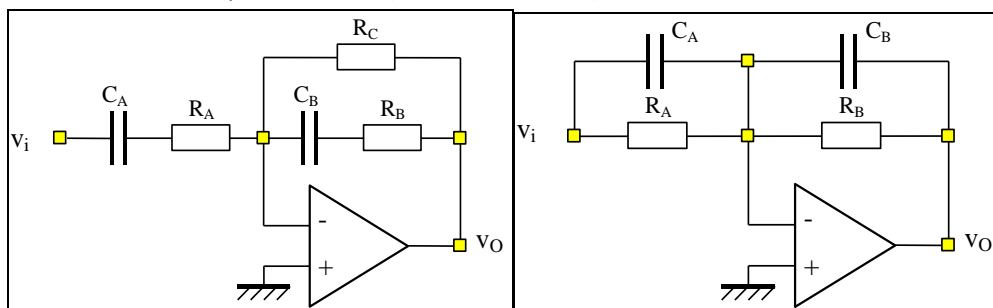
- Valor màxim K (moltes vegades és $1 = 0$ dB)
- Banda de pas (i freqüència de tall): Interval de freqüències per a les quals el mòdul està per sobre d'un determinat valor. En el cas del passabaix, el límit inferior és zero i el límit superior s'anomena freqüència de tall, $\omega_c = 2\pi \cdot f_c$. El valor mínim que ha de tenir el mòdul a la banda de pas és arbitrari encara que molt sovint es pren el valor del màxim dividit per l'arrel de 2 (3 dB per sota). Aleshores a la freqüència de tall se l'anomena freqüència de tall a 3 dB (o a vegades a -3 dB).
- Banda eliminada o atenuada: Interval de freqüències per a les que el mòdul està per sota d'un determinat valor arbitrari. El límit superior de la banda en un filtre passabaix és l'infinit.
- Zona de transició: Interval de freqüències entre la banda de pas i la banda eliminada. El pendent del mòdul en aquesta banda pot determinar l'ordre i el tipus del filtre (Ordre = número de pols de la funció de xarxa).
- Tipus de filtre: Segons el factor d'esmoreïment del filtre (o del factor de qualitat) hi ha diversos tipus de filtres: Butterworth, Bessel, Chebyshev, El·líptics, etc. Per a més informació veure el capítol 11 de Fiore, "Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales", Ed. Thompson-Paraninfo. 2002.

- **Filtres segons la seva tecnologia de construcció.**
- **Filtres passius:** circuits formats només per resistors, inductors i condensadors. Es fan servir sobre tot en aplicacions d'alta freqüència i/o d'alta potència. Poden ser molt voluminosos i costosos de fer i de sintonitzar (ajustar) sobre tot si fan servir inductors.
- **Filtres actius continus:** A més de resistors i condensadors, fan servir algun dispositiu actiu, normalment amplificadors operacionals. No acostumen a fer servir inductors i estan limitats a petites potències en el marge de les tensions d'alimentació dels AO. La connexió en cascada d'etapes amb AO, sense efecte de càrrega, simplifica el seu disseny. Es venen alguns models integrats configurables des d'un ordinador: <http://www.latticesemi.com/products/ispPAC/index.cfm>. També són interessants els filtres fets amb resistors i condensadors variables controlables per ordinador <http://www.xicor.com>. Els filtres actius continus són molt útils en aplicacions d'instrumentació i adquisició de dades.
- **Filtres commutats:** Es basen en amplificadors operacionals, capacitats i commutadors analògics que es tanquen i s'obren a alta freqüència. S'ajusten modificant les capacitats dels condensadors, la freqüència i les fases de tancament i obertura dels commutadors. Es venen en circuits integrats, són econòmics i ocupen molt poc volum. Poden causar problemes de soroll degut a la commutació.
- **Filtres digitals:** Els filtres anteriors s'anomenen analògics. Els filtres digitals es basen en el processat digital dels senyals prèviament discretitzats amb convertidors A/D. Els valors numèrics són tractats per microprocessadors (de propòsit general o específic) i/o dispositius lògics (programables o no). Per obtenir un senyal continu en el temps la sortida dels filtres digitals s'ha de reconstruir fent servir conversors D/A i filtres analògics). Es poden fer veritables meravelles amb el filtrat digital i es fan servir àmpliament en els sistemes moderns d'imatge, so, multimèdia, etc.: ràdio, música, TV, DVD, posicionament per satèl·lit, etc.

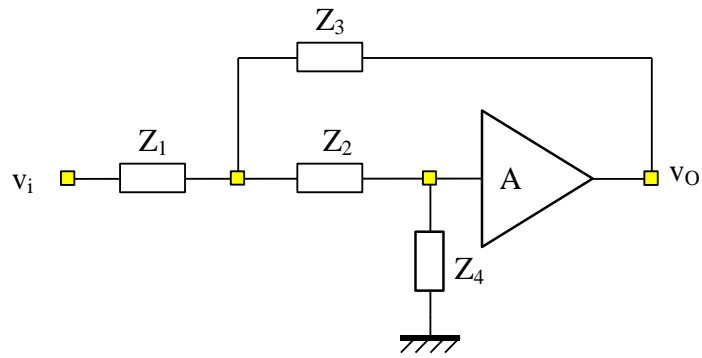
- **Estructures de filtres actius basats en AO.**

A continuació es mostren algunes de les estructures més utilitzades per fer filtres actius amb AO. (Més informació en el llibre de Fiore).

- Algunes estructures equalitzadores (Pols i zeros reals)



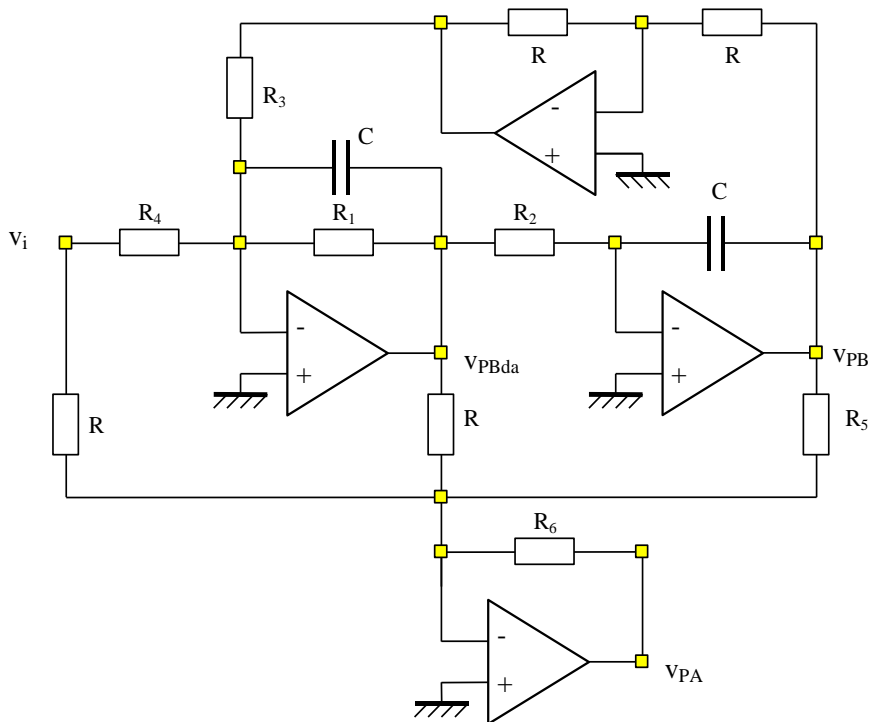
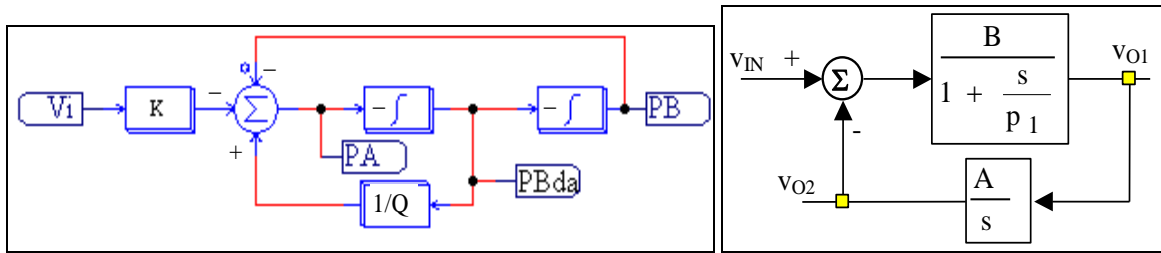
- Filtres VCVS de Sallen-Key: Constituïts per quatre impedàncies i un amplificador de guany A.



$$\frac{V_O(s)}{V_i(s)} = \frac{A}{\frac{Z_1}{Z_4} + \frac{Z_1}{Z_3}(1-A) + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_4} + \frac{Z_2}{Z_4} + 1}$$

Escollint adientment els elements (resistors i condensadors) que formen les impedàncies Z_1 , Z_2 , Z_3 , Z_4 i ajustant el guany de l'amplificador es poden aconseguir els tipus de filtres (en principi fins a segon ordre) desitjats: PA, PB, PBda així com el tipus de resposta segons el seu factor d'esmoreïment: Butterworth, Chebyshev, etc.

- Filtres de variables d'estat (Biquad, ressonador) i possible implementació



- Filtre de realimentació múltiple

