

Índex

<i>Resum del Treball Final de Carrera de Tecnologies digitals (E.T.Industrial + E.T.Telecomunicació)</i>	4
<i>Final career work summary of “Tecnologies digitals” (E.T.Industrial + E.T.Telecomunicació)</i>	5
1 INTRODUCCIÓ I OBJECTIUS DEL TREBALL	6
2 DISSENY TEÒRIC DEL TRANSMISSOR	6
2.1 Disseny teòric del modulador	6
2.1.1 Introducció.....	6
2.1.2 Integrat emprat:	7
2.1.3 Funció de transferència segons el fabricant:.....	7
2.1.4 Càlcul del guany del mesclador a partir de la funció de transferència.....	7
2.1.5 Connexions per tal de que es comporti com el mesclador calculat anteriorment	9
2.2 Modulació AM d’un senyal d’àudio amb el circuit integrat HA-2556	10
2.3 Circuit del micròfon electret i valors pràctics per a posteriors simulacions	11
2.3.1 Circuit emprat.....	11
2.3.2 Ajustaments del circuit	12
2.3.3 Tall del senyal continu a la sortida del circuit	13
2.4 Operacionals de RF utilitzats:	13
2.4.1 Interpretació del “datasheet”	13
2.4.2 Configuracions dels operacionals utilitzats amb els respectius càlculs	15
2.4.3 Utilització d’aquestes configuracions dins del circuit	18
2.5 Resum oscil·ladors de quars i oscil·lador utilitzat en el circuit	21
2.5.1 Oscil·ladors de quars	22
2.5.2 Oscil·lador utilitzat al circuit, configuracions i càlculs	24
2.6 Etapa de sortida (amplificador seguidor amb el transistor BC548 NPN)	27
2.6.1 Esquema de l’etapa i càlculs teòrics	27
2.7 Reguladors de tensió	29
2.7.1 Regulador fix 5v	29
2.7.2 Regulador fix 3,3v	31
2.8 Esquema global del circuit teòric	33

**3 DISSENY DEL TRANSMISSOR UTILITZANT EL SIMULADOR “ADS”
(ADVANCED DESIGN SYSTEM SYMULATOR) COM A EINE DE SIMULACIÓ.**

34

3.1	Tipus de simulacions a realitzar	34
3.2	Simulacions realitzades	34
3.2.1	Simulació 1 ^a etapa (Amplificador)	34
3.2.2	Simulació 1 ^a i 2 ^a etapa (Sumador de contínua)	42
3.2.3	Circuit equivalent del multiplicador construït amb l'ADS	51
3.2.4	Simulació 1 ^a , 2 ^a i 3 ^a Etapa (Modulador)	52
3.2.5	Simulació 1 ^a , 2 ^a i 3 ^a Etapa (Modulador) amb components reals	63
3.2.6	Simulació oscil·lador	64
3.2.7	Simulació transistor seguidor	68
4	DISSENY PRÀCTIC DEL CIRCUIT I RESULTATS FINALS	72
4.1	Esquema pràctic del circuit	72
4.2	Llistat de material	74
4.3	Circuit imprès i impressió dels fotolits	75
4.3.1	Disseny del circuit imprès	75
4.3.2	Extracció dels Fotolits	76
4.4	Procés de fabricació	78
4.4.1	Creació del circuit imprès	78
4.4.2	Realització dels forats	78
4.5	Comprovacions i mesures finals	79
4.5.1	Senyal d'entrada	79
4.5.2	Suma del senyal d'entrada amb la contínua	80
4.5.3	Oscil·lador	81
4.5.4	Modulador	82
4.6	Comprovacions i mesures finals per a un senyal real de ràdio	85
4.6.1	Senyal d'entrada	85
4.6.2	Modulador	87
4.7	Estudi de l'antena	89
4.7.1	Connexions i calibratge	89
4.7.2	Problema	90

4.7.3	Possible solució	91
5	<i>CONCLUSIONS</i>	92
6	<i>BIBLIOGRAFIA</i>	93

Resum del Treball Final de Carrera de Tecnologies digitals (E.T.Industrial + E.T.Telecomunicació)

Títol: Disseny pràctic d'un transmissor d'àudio complet utilitzant una modulació AM

Paraules clau: Modulació, senyal portador de radiofreqüència, senyal banda base, senyal compost resultant.

Autor: Albert Boix Molas

Direcció: Domènec Iborra Archs

Avalador: Només si s'escau

Data: Juny de 2010

Resum

Un transmissor d'AM (modulació per amplitud), utilitza una de les moltes tècniques de modulació existents avui en dia. És molta la importància que té la modulació de senyals i aquests en són alguns exemples:

- Facilita la propagació del senyal per cable o per aire.
- Ordena l'espectre, distribuint Canals a les diferents informacions.
- Disminueix la dimensió de les antenes.
- Optimitza l'ample de banda de cada canal.
- Evita interferències entre Canals.
- Protegeix la informació de les degradacions per soroll.
- Defineix la qualitat de la informació transmesa.

L'objectiu principal d'aquest treball, serà realitzar un transmissor d'AM utilitzant components electrònics disponibles al mercat. Això es realitzarà mitjançant diversos procediments de disseny. Es realitzarà un procediment de disseny teòric, tot utilitzant els "datasheets" dels diferents components. Es realitzarà un procediment de disseny mitjançant la simulació, gràcies al qual es podrà provar el disseny del dispositiu i realitzar-ne algunes parts impossibles a reproduir teòricament. I finalment es realitzarà el dispositiu a la pràctica.

Entre les conclusions més rellevants obtingudes en aquest treball, voldríem destacar la importància de la simulació per poder dissenyar circuits de radiofreqüència. En aquest treball s'ha demostrat que gràcies a una bona simulació, el primer prototip de dispositiu creat ens ha funcionat a la perfecció. D'altra banda, també comentar la importància d'un disseny adequat d'antena per poder aprofitar al màxim el rendiment del nostre dispositiu.

Per concloure, la realització d'un aparell transmissor aporta unes nocions equilibrades d'electrònica i telecomunicacions importants per al disseny de dispositius de comunicació.

Final career work summary of “Tecnologies digitals” (E.T.Industrial + E.T.Telecomunicació)

Title: Practical design of a complete audio transmitter using an am modulation.

Keywords: Modulation, radio frequency carrier signal, baseband signal, resulting composite signal.

Author: Albert Boix i Molas

Headmaster: Domènec Iborra

Guarantor: Only if it is possible

Date: June 2010

Summary

An Am transmitter (amplitude modulation) use one of several modulation techniques available nowadays. The importance of signal modulation is really high and these are some examples:

- Makes the spread of the signal by cable or by air easier.
- Tidy up spectrum, distributing channels to different information.
- Reduces the antennas size.
- Optimizes bandwidth of each channel.
- Avoid interference between channels.
- Protect the information to noise degradations.
- Define the quality of transmitted information.

The main objective of this work will be making an AM transmitter using commercially available electronic components. This will be done through various design procedures. A theoretical design procedure will be done using the datasheets of the various components. A simulated design procedure will be realised thanks to it, you can test the design of the device and perform some parts impossible to theoretically reproduce. And finally the device will be implemented.

Among the most relevant conclusions obtained in this work, we would emphasize the importance of simulation to design RF circuits. In this study, it has been shown that thanks to a good simulation, the first created prototype device worked perfectly. On the other hand, we must outline the importance of an appropriate antenna's design to make the most of our device performance.

To conclude, the realization of a transmitter device contributes a balanced notions of electronics and telecommunications and it is important for the design of communication devices.

1 INTRODUCCIÓ I OBJECTIUS DEL TREBALL

És molta la importància que té la modulació a l'hora d'enviar senyals per tal de garantir-ne la seva propagació per el medi en el qual s'envia. En el nostre cas realitzarem un transmissor d'AM (amplitud modulada). L'amplitud modulada és el primer tipus de modulació d'amplitud que va aparèixer, i d'aquí el seu nom. Aquest tipus de modulació no lineal consisteix bàsicament en fer variar l'amplitud de l'ona portadora en funció de les variacions del senyal modulador, que és la informació que es vol transmetre.

L'objectiu principal d'aquest treball, serà realitzar un transmissor d'AM utilitzant components electrònics disponibles al mercat. Això es realitzarà mitjançant diversos procediments de disseny. Es realitzarà un procediment de disseny teòric, tot utilitzant els "datasheets" dels diferents components. Es realitzarà un procediment de disseny mitjançant la simulació, gràcies al qual es podrà provar el disseny del dispositiu i realitzar-ne algunes parts impossibles a reproduir teòricament. I finalment es realitzarà el dispositiu a la pràctica.

2 DISSENY TEÒRIC DEL TRANSMISSOR

2.1 Disseny teòric del modulador

2.1.1 INTRODUCCIÓ.

Una modulació d'amplitud consisteix en modificar l'amplitud d'un senyal portador a ritme del senyal banda base que forma el missatge a enviar.

Sent:

$$\begin{array}{ll} x(t) & \text{Senyal banda base} \\ y(t) = A \cos \omega_0 t & \text{Senyal portador} \end{array}$$

La modulació d'AM és el producte dels dos senyals: $z(t) = x(t) \cdot A \cdot \cos \omega_0 t$

Si $\bar{x}(t) = 0$, tindrem una modulació d'AM amb senyal portador suprimit; per el contrari, si $\bar{x}(t) \neq 0$, tindrem una modulació d'AM en senyal portador. En aquest últim cas, es pot representar el senyal banda base com $x(t) = 1 + mg(t)$ en que m és el índex de modulació.

Un senyal modulad en AM convencional (amb senyal portador) és representa matemàticament com:

$$y(t) = A[1 + mg(t)] \cos \omega_0 t$$

2.1.2 INTEGRAT EMPRAT:

Per realitzar el modulador del transmissor, s'utilitzarà el multiplicador analògic HA-2556 de la marca INTERSIL que té un ample de banda de 57MHz.

2.1.3 FUNCIÓ DE TRANSFERÈNCIA SEGONS EL FABRICANT:

La funció de transferència segons el fabricant és la següent:

$$V_{OUT} = A \left[\frac{(V_{X+} - V_{X-}) \times (V_{Y+} - V_{Y-})}{5} - (V_{Z+} - V_{Z-}) \right]$$

Fig. 2.1.3.1

2.1.4 CÀLCUL DEL GUANY DEL MESCLADOR A PARTIR DE LA FUNCIÓ DE TRANSFERÈNCIA

Fent que:

$$X = (V_{x+}) - (V_{x-})$$

$$Y = (V_{y+}) - (V_{y-})$$

Fórmula 2.1.4.1

Resulta que

$$V_{out} = A \cdot \frac{X \cdot Y}{5} - [(V_{z+}) - (V_{z-})]$$

Fórmula 2.1.4.2

Vz- estarà connectat a massa i per tant valdrà 0, tal com es mostra en Fig. 2.1.4.1:

$$V_{out} = A \cdot \frac{X \cdot Y}{5} - A \cdot V_{z+}$$

Equació (2.1.4.1)

Vz+ es trobarà fent el següent divisor de tensió .

$$V_{z+} = V_{out} \cdot \frac{R_g}{R_f + R_g}$$

Equació (2.1.4.2)

Sabent això, Vout quedarà com:

$$V_{out} = \frac{A \cdot X \cdot Y}{5} - V_{out} \cdot \frac{A \cdot R_g}{R_f + R_g}$$

Equació (2.1.4.3)

Aïllant V_{out} :

$$V_{out} \left(1 + \frac{A \cdot R_g}{R_f + R_g} \right) = A \cdot \frac{X \cdot Y}{5}$$

Equació (2.1.4.4)

Mirant al "datasheet" es pot veure com $A \gg 1$ i per tant no tindrem en compte l'1 i l'equació quedarà finalment com:

$$V_{out} \left(\frac{A \cdot R_g}{R_f + R_g} \right) = A \cdot \frac{X \cdot Y}{5}$$

$$V_{out} = \frac{R_f + R_g}{5 R_g} \cdot X \cdot Y$$

Equació (2.1.4.5)

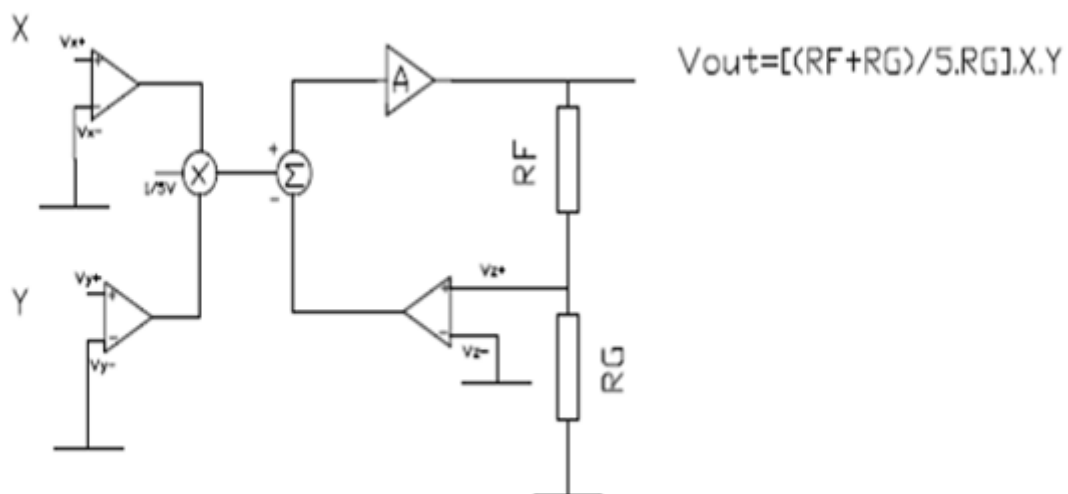
On el guany del mesclador es veu clarament que serà:

$$G = \frac{R_f + R_g}{5 \cdot R_g}$$

Equació (2.1.4.6)

En el nostre cas donarem un guany de 2, pensant $R_f=1k$ i $R_g=100\Omega$. Per tant:

$$G = \frac{1k\Omega + 100\Omega}{5 \cdot 100\Omega} = 2,2$$



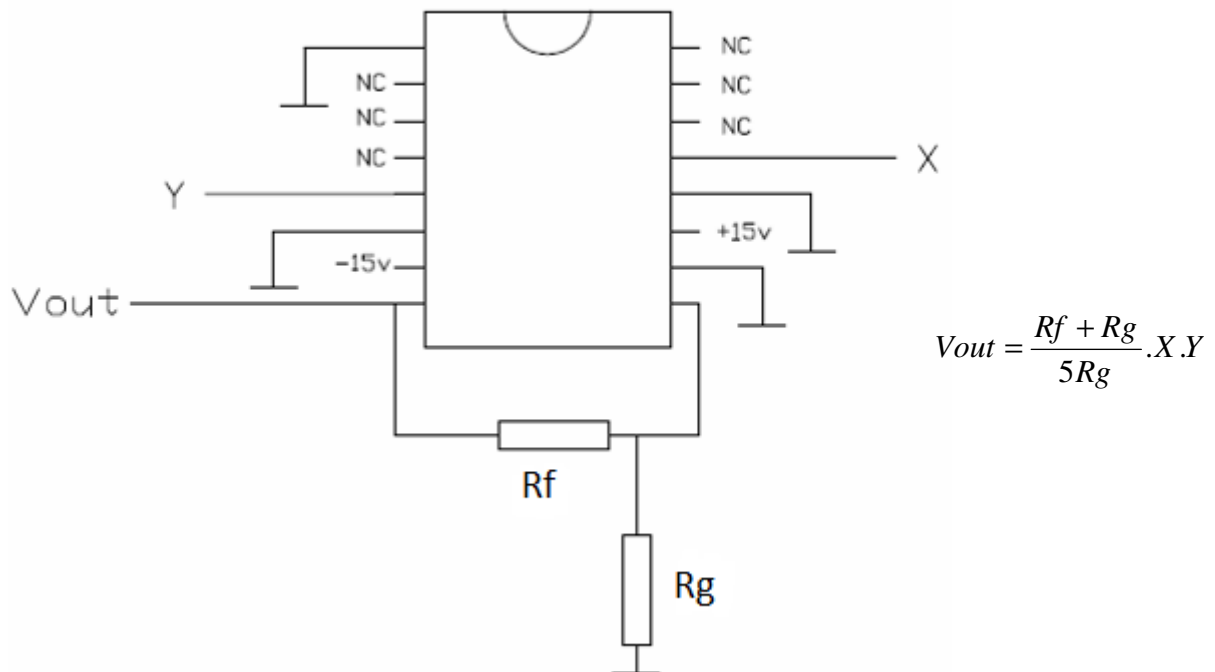
Esquema intern HA-2556 (Fig. 2.1.4.1)

Albert Boix i Molas

2.1.5 CONNEXIONS PER TAL DE QUE ES COMPORTI COM EL MESCLADOR
CALCULAT ANTERIORMENT

Com ja hem vist amb anterioritat, el modulador HA-2556 crea una tensió de sortida que és el producte de les entrades X i Y multiplicat pel guany G.

Amb aquesta configuració (Fig. 2.1.5.1) s'aconsegueix l'equació resultant dels càlculs anteriors.



Esquema connexions HA-2556 (Fig. 2.1.5.1)

2.2 Modulació AM d'un senyal d'àudio amb el circuit integrat HA-2556

Ja s'ha vist que un senyal modulat en AM convencional (amb senyal portador) es representa matemàticament com:

$$S(t) = A_c[1 + m_x(t)] \cdot \cos(W_c \cdot t)$$

Fórmula 2.1.5.1

Per tant, en el nostre cas els càlculs per obtenir V_{out} seran els següents:

$$X_+ = V_{dc} + V_1 \cdot \cos(W_m \cdot t) \quad X_- = 0$$

$$Y_+ = V_2 \cdot \cos(W_o t \cdot t) \quad Y_- = 0$$

$$V_{ref} = N_c \text{ (Alta impedància)} \quad V_{z+} = V_{out}$$

$$V_{z-} = 0$$

La tensió de sortida serà:

Sabem que V_{out} a la sortida de l'HA-2556 és

$$V_{out} = \frac{R_f + R_g}{5R_g} \cdot X \cdot Y$$

Equació (2.1.5.1)

per tant,

$$V_{out} = G \cdot X \cdot Y = G \cdot V_2 \cdot [V_{dc} + V_1 \cdot \cos(W_m \cdot t)] \cdot \cos(W_o t \cdot t) = G \cdot V_2 \cdot V_{dc} \left[1 + \frac{V_1}{V_{dc}} \cdot \cos(W_m \cdot t) \right] \cdot \cos(W_o t \cdot t)$$

Equació (2.1.5.2)

L'índex de modulació en aquest cas és: $m = \frac{V_1}{V_{dc}}$

Per tant, es pot comprovar que variant el nivell del senyal modulador V_1 (senyal d'àudio), es pot modificar l'índex de modulació.

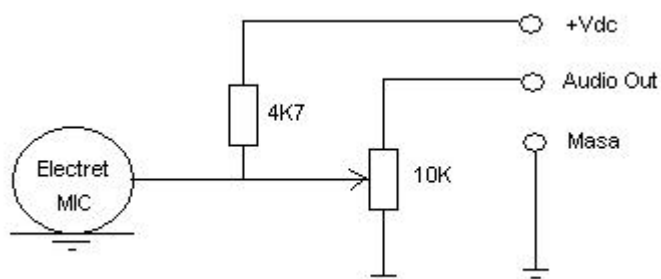
2.3 Circuit del micròfon electret i valors pràctics per a posteriors simulacions

El senyal d'àudio es generarà amb un micròfon electrec.

2.3.1 CIRCUIT EMPRAT

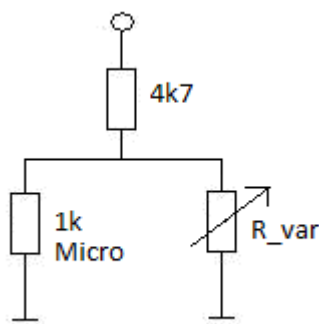
S'ha de fer un petit circuit per tal d'alimentar el micròfon i extreure el senyal altern generat. En el circuit següent, gràcies a la resistència variable es pot modificar l'amplitud del senyal.

Esquema del circuit:



Circuit per al micròfon electret (Fig. 2.3.1.1)

Circuit simplificat:



Circuit simplificat del micròfon electret (Fig. 2.3.1.2)

2.3.2 AJUSTAMENTS DEL CIRCUIT

Per valor mínim de la resistència variable(0Ω):

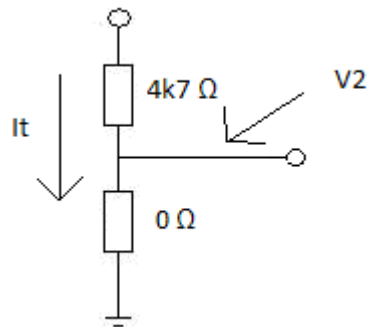


Fig. 2.3.2.1

$$I_t = 5 / 4700 = 1,06 \cdot 10^{-3} A$$

$$V_2 = 0V$$

Per valor màxim de la resistència variable($10k\Omega$):

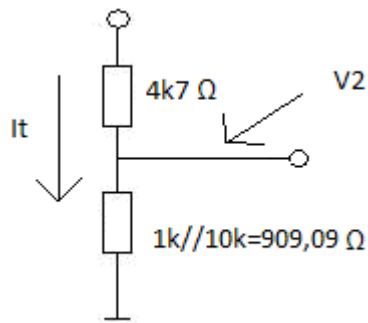


Fig. 2.3.2.2

$$I_t = 5 / 5609,09 = 8,91 \cdot 10^{-4} A$$

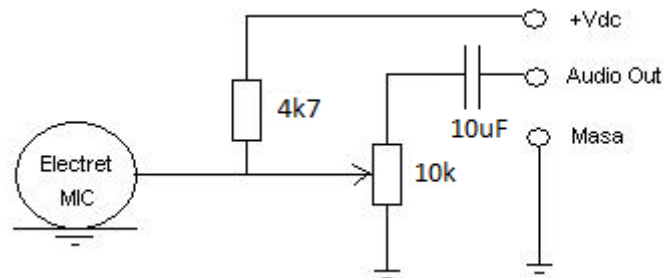
$$V_2 = \frac{909,09\Omega}{4k7 + 909,09\Omega} \cdot 5V = 0,81V$$

Per tant, gràcies a la resistència variable es pot passar de 0V a 0,81V de continua a la sortida. D'aquesta manera, en el circuit del micròfon mostrat anteriorment (Fig. 2.3.21.1) sortirà un senyal continu depenent del valor de la resistència variable (vist anteriorment), a la qual s'hi suma el senyal altern d'àudio on el valor pic a pic també variarà en funció de la resistència variable.

2.3.3 TALL DEL SENYAL CONTINU A LA SORTIDA DEL CIRCUIT

Per evitar que surti la suma del senyal continu amb el senyal de so altern, es posarà un condensador de desacoblament que tallarà el senyal continu.

Esquema del circuit amb condensador de desacoblament a la sortida:



Circuit per al micròfon electret amb condensador de desacoblament (Fig. 2.3.3.1)

Es realitzaran mesures pràctiques per tal d'establir el voltatge pic a pic altern que s'utilitzarà més endavant per poder fer les simulacions.

Alimentant el circuit a 5v, les mesures obtingudes mostren que el senyal de sortida té com a màxim 1V pic a pic.

2.4 Operacionals de RF utilitzats:

Són els integrats en que es realitzarà l'amplificació i el desplaçament DC del senyal d'àudio.

2.4.1 INTERPRETACIÓ DEL "DATASHEET"

L'operacional de RF que es farà servir és l'AD822 i mirant el "datasheet" s'observa que cada integrat conté 2 operacionals. La disposició de pins es pot veure en l'esquema següent:

CONNECTION DIAGRAM

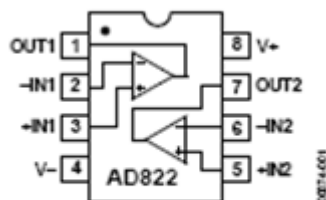
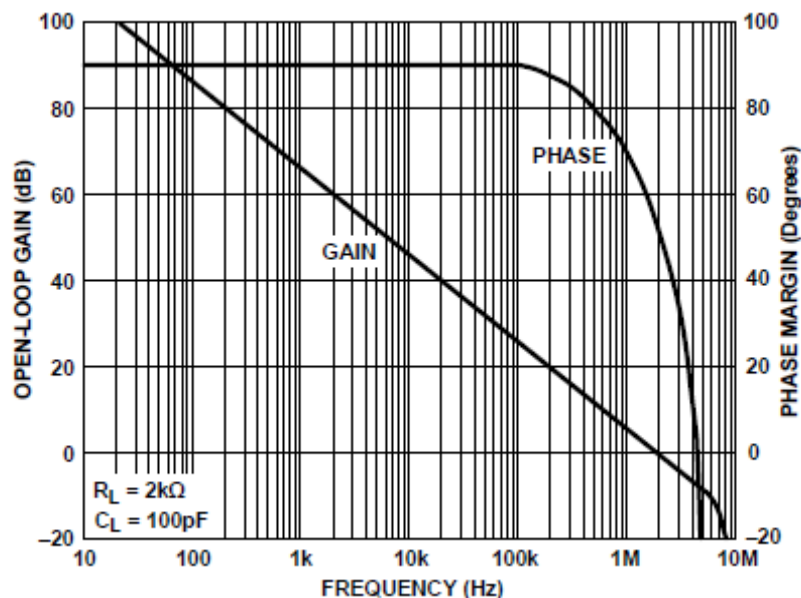


Figure 1. 8-Lead PDIP (N Suffix);
8-Lead MSOP (RM Suffix);
and 8-Lead SOIC_N (R Suffix)

Esquema disposició de pins AD822 (Fig. 2.4.1.1)

És ben conegut el fet que el producte de guany en bucle tancar per l'ampla de banda es una constant; per tant és important no fixar un guany molt elevat per no reduir l'ampla de banda i provocar distorsió en el senyal d'àudio. Més endavant en les simulacions es veurà com el guany que s'estableix és 50 (34 dB) a cada operacional. L'ample de banda de l'àudio amb contingut musical de qualitat va de 40 Hz als 15 kHz.

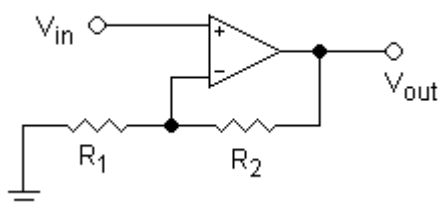
En la gràfica de la Fig. 2.4.1.2 es pot veure que l'ampla de banda en bucle tancat, guany 0 dB, és de 2MHz; per tant el producte guany per ampla de banda és de 2000kHz. Si el guany que s'aplicarà serà de 50, es tindrà un ampla de banda efectiu de 40 kHz, molt superior al del senyal d'àudio.



Gràfica de guany de l'AD822 extreta del "datasheet" (Fig. 2.4.1.2)

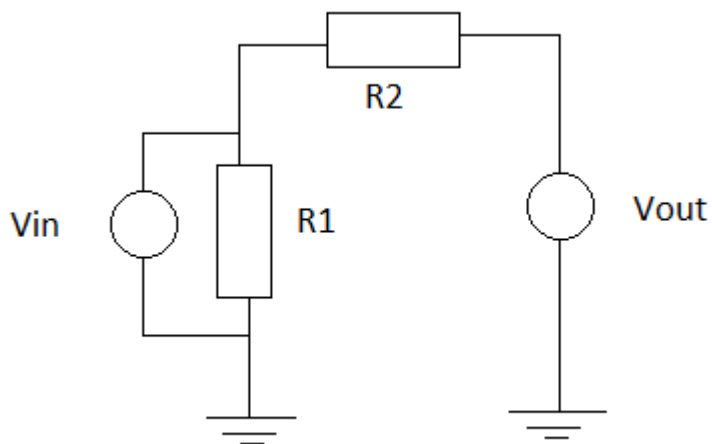
2.4.2 CONFIGURACIONS DELS OPERACIONALS UTILITZATS AMB ELS RESPECTIUS CÀLCULS

Amplificador operacional No inversor:



Esquema teòric d'un amplificador operacional No inversor (Fig. 2.4.2.1)

Sabem que amb els operacionals $v(+) = v(-)$. La funció de transferència d'aquest tipus d'amplificador es treu mitjançant el següent divisor de tensió:

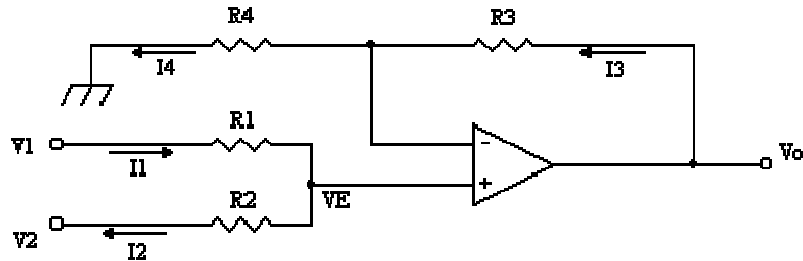


Divisor de tensió (Fig. 2.4.2.2)

$$V_{in} = \frac{V_{out} \cdot R_1}{R_1 + R_2} \rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Equació (2.4.2.1)

Amplificador operacional sumador:



Esquema teòric d'un amplificador operacional sumador (Fig. 2.4.2.3)

$$I1 = I2 \quad I3 = I4$$

$$I4 = \frac{VE - 0}{R4} \quad I3 = \frac{VO - VE}{R3} \quad I1 = \frac{V1 - VE}{R1} \quad I2 = \frac{VE - V2}{R2}$$

$$\frac{V1 - VE}{R1} = \frac{VE - V2}{R2} \Rightarrow R2(V1 - VE) = R1(VE - V2) \Rightarrow$$

$$V1 \cdot R1 - VE \cdot R2 = VE \cdot R1 - V2 \cdot R1 \Rightarrow V1 \cdot R1 + V2 \cdot R1 = VE \cdot R1 + VE \cdot R2 \Rightarrow$$

$$VE = \frac{V1 \cdot R2 + V2 \cdot R1}{(R1 + R2)}$$

Equació (2.4.2.2)

Per altre banda:

$$\frac{VO - VE}{R3} = \frac{VE}{R4} \Rightarrow R4 \cdot (VO - VE) = R3 \cdot VE \Rightarrow R4 \cdot VO - R4 \cdot VE = R3 \cdot VE \Rightarrow$$

$$R4 \cdot VO = R3 \cdot VE + R4 \cdot VE \Rightarrow R4 \cdot VO = VE \cdot (R3 + R4) \Rightarrow$$

$$VE = \frac{R4 \cdot VO}{R3 + R4}$$

Equació (2.4.2.3)

Igualant:

$$\frac{R4 \cdot VO}{R3 + R4} = \frac{V1 \cdot R2 + V2 \cdot R1}{(R1 + R2)} \Rightarrow VO = \frac{(V1 \cdot R2 + V2 \cdot R1)}{R1 + R2} \cdot \frac{R3 + R4}{R4}$$

Equació (2.4.2.4)

L'expressió final de V_O és simplifica per el suposi de fer que el valor en paral·lel de R_1 i R_2 sigui igual al paral·lel de R_3 i R_4 .

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

$$V_O = \frac{V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_3 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_2} \cdot (R_1 + R_2) = V_1 \cdot R_2 + V_2 \cdot R_1 \cdot \frac{R_3}{R_1 \cdot R_2}$$

$$V_O = \frac{R_3}{R_1} \cdot V_1 + V_2 \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

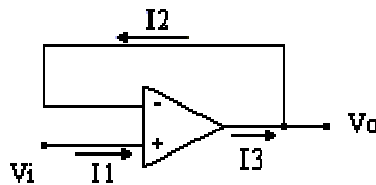
Si a més les quatre resistències són iguals, resulta:

$$V_O = V_1 + V_2$$

Equació (2.4.2.5)

Amplificador operacional seguidor ("Buffer")

Aquesta configuració permet tenir una alta impedància d'entrada i atacar el circuit següent amb baixa impedància.



$$V_I = V_O$$

Esquema teòric d'un amplificador operacional seguidor (Fig. 2.4.2.4)

2.4.3 UTILITZACIÓ D'AQUESTES CONFIGURACIONS DINS DEL CIRCUIT

Etapa amplificadora del senyal d'entrada

En aquesta etapa s'utilitzarà un operacional com a amplificador no inversor. Servirà per donar guany al senyal d'àudio d'entrada.

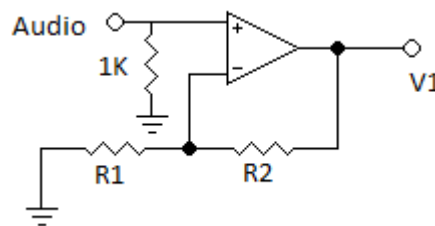
Amb els càlculs de l'operacional com a amplificador no inversor vistos abans se n'ha tret la següent equació:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R1 + R2}{R1}$$

Equació (2.4.3.1)

En el circuit es pot deixar R2 com a resistència variable i així ajustar el guany que convingui, des de valor 1 en el cas de R2=0 a guany màxim per R2 màxima. Es veurà que per necessitats del sistema, es requerirà un guany de 1.

Aquí es pot veure l'esquema de l'amplificador no inversor en el circuit:



Esquema etapa amplificadora (Fig. 2.4.3.1)

La resistència de 1K serveix per establir la impedància d'àudio estandarditzada a 1 K en mode comú.

Etapa sumadora

Aquesta etapa té la funció de sumar la senyal d'àudio que prové de l'etapa amplificadora amb un senyal continu que fixa el nivell de senyal portador. L'índex de modulació

$$m = \frac{r_{max} - r_{min}}{r_{max} + r_{min}}$$

queda determinat per la relació entre V1 (nivell d'àudio) i el senyal continu

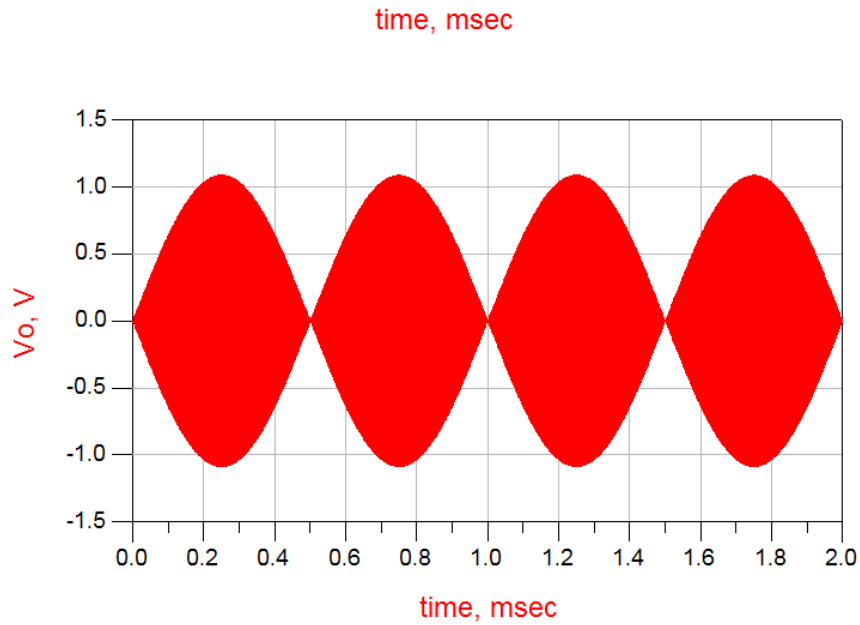
introduït, d'acord amb l'equació $m = \frac{V1}{Vdc}$.

A continuació es poden veure alguns exemples de senyals AM amb diferents índex de modulació i en funció del senyal continu Vdc.

La tensió de sortida segueix l'equació següent:

$$V_{out} = V2 \cdot Vdc \left[1 + \frac{V1}{Vdc} \cdot \cos(Wm \cdot t) \right] \cdot \cos(Wot) \cdot t$$

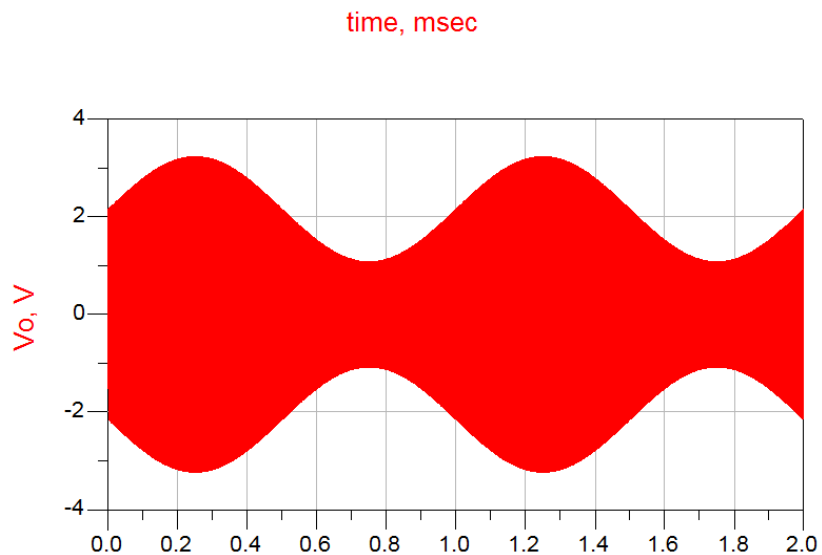
Índex de modulació 1 ($V_{dc}=0$):



Senyal modulad amb índex de modulació 1 (Fig. 2.4.3.2)

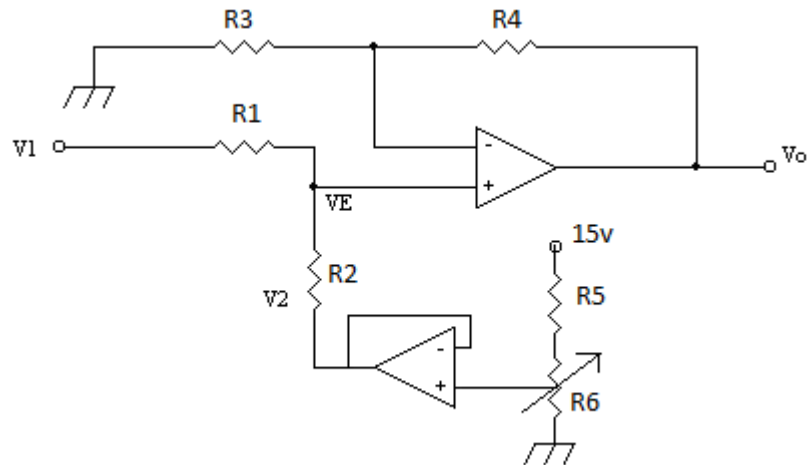
El valor mínim d'envoltant és 0.

Índex de modulació de 0,5 ($V_{dc}=1$)



Senyal modulad amb índex de modulació 0,5 (Fig. 2.4.3.3)

A continuació es mostrarà el procés d'introducció del senyal continu V_{dc} .



Esquema etapa sumadora (Fig. 2.4.3.4)

A l'anterior esquema es pot veure com V_1 és la senyal d'àudio i V_2 el senyal continu que s'hi suma. El senyal continu s'aconsegueix mitjançant el divisor de tensió R_5 - R_6 i es pot graduar mitjançant la resistència variable R_6 . Es pot veure també que per independitzar el divisor de tensió del circuit sumador s'utilitza un "buffer" a partir d'un operacional treballant com a seguidor. Els valors de les resistències són: $R_1, R_2, R_3, R_4 = 12k\Omega$, $R_5 = 33k\Omega$ i $R_6 = 5k\Omega$ variable. Veient l'equació que s'havia aconseguit anteriorment en el càlcul de l'operacional com a sumador, és pot veure com el circuit suma el senyal V_1 amb la continua V_2 .

Equació operacional sumador:

$$V_O = \frac{R_3}{R_1} \cdot V_1 + V_2 \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

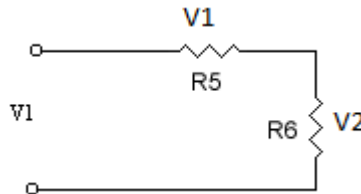
Equació (2.4.3.2)

Aplicada al circuit:

$$V_O = \frac{12k}{12k} \cdot V_1 + V_2 \cdot \frac{12k}{12k} = V_1 + V_2$$

Equació (2.4.3.3)

Càlcul del divisor de tensió per aconseguir V2 :



Divisor de tensió (Fig. 2.4.3.5)

$$V2 = \frac{R6}{R5 + R6} \cdot V1$$

Equació (2.4.3.4)

Donant el voltatge de 2v com a voltatge màxim de V2 tenim que:

$$V2 = \frac{5k\Omega}{x + 5k\Omega} \cdot 15v$$

Equació (2.4.3.5)

Resultat:

$$x = 32,5k\Omega \cong 33k\Omega$$

Per tant, **R5** del circuit (Fig. 2.4.3.4) valdrà **33kΩ**.

2.5 Resum oscil·ladors de quars i oscil·lador utilitzat en el circuit

Per tal de mesclar el senyal d'àudio amb un senyal a una freqüència de la banda d'AM d'uns 700 KHz , es necessita un oscil·lador. L'oscil·lador serà constituït per un cristall de quars que dona una alta estabilitat en freqüència. Abans de mostrar l'oscil·lador apropiat per al modulador en qüestió, farem un petit incís als oscil·ladors a partir de cristall de quars.

2.5.1 OSCIL·LADORS DE QUARS

Introducció als cristalls de quars

El cristall de quars és utilitzat com a component de control de la freqüència de circuits oscil·ladors, convertint les vibracions mecàniques en voltatges elèctrics a una freqüència específica.

Això passa a causa de l'efecte "piezoelèctric". La piezo-electricitat és l'electricitat creada per una pressió mecànica sobre un eix, que dona com a conseqüència la creació d'una càrrega elèctrica al llarg d'un eix ubicat en un angle respecte el de l'aplicació de la pressió mecànica.

En alguns materials, es troba que aplicant un camp elèctric sobre un eix, produeix una deformació mecànica segons un altre eix ubicat a un angle respecte del primer.

Degut a les seves propietats mecàniques, elèctriques i químiques, el quars es el material més apropiat per fabricar dispositius amb freqüència ben controlada.

Freqüència

A mida que s'incrementa la freqüència que es vol aconseguir, l'espessor del cos del cristall disminueix. Existeix un límit en el procés de fabricació. Al voltant dels 30 *Mhz*, l'espessor de la placa del cristall comença a ser ja molt prima.

Potència de treball (Drive Level)

És la potència dissipada pel cristall. Està normalment especificada en micro o miliwatts, sent un valor típic 100 microwatts.

Tolerància en freqüència

La tolerància en la freqüència, es refereix a la màxima desviació permesa, respecte al valor nominal i s'expressa en parts per milió (PPM) per a una temperatura especificada, usualment 25°C.

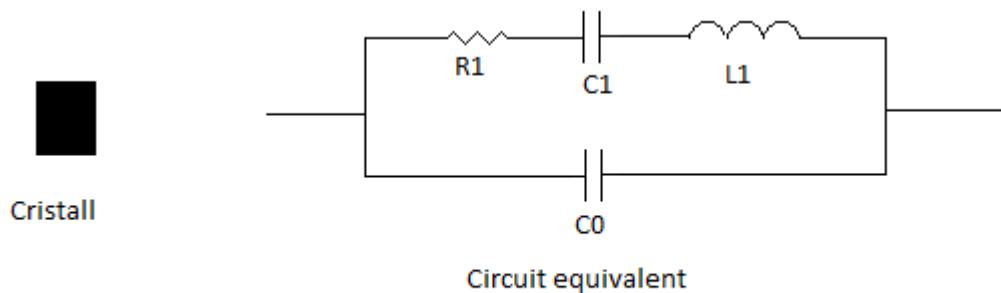
Estabilitat de la freqüència

La estabilitat de la freqüència es refereix a la màxima desviació PPM, en un determinat rang de temperatura. La desviació està mesurada en referència a la freqüència mesurada a 25°C.

El circuit elèctric equivalent

El circuit elèctric equivalent que es mostra a continuació (Fig. 2.5.1.1), es l'esquema d'un cristall de quars treballat a una determinada freqüència de ressonància. El capacitor C_0 o capacitat en paral·lel, representa en total la capacitat entre els elèctrodes del cristall més la capacitat de l'encapsulat i els seus terminals R_1, C_1 i L_1 , els quals conformen la part principal del cristall.

R_1, C_1, L_1 formen el circuit elèctric equivalent amb ressonància sèrie.



Factor de qualitat (Q)

El factor de qualitat (Q) és una mesura de la eficiència de l'oscil·lació. La màxima estabilitat possible d'obtenir en un cristall depèn del valor de " Q ". Quant més petit és l'ample de banda, més gran és " Q ". Els canvis en la reactància del circuit extern tenen menys efecte en un cristall amb una " Q " alta. Per tant la freqüència és en definitiva més estable.

2.5.2 OSCIL·LADOR UTILITZAT AL CIRCUIT, CONFIGURACIONS I CÀLCULS

En el circuit s'ha utilitzat l'oscil·lador LTC6906. Aquest oscil·lador treballa a un rang de freqüències que va de 10Khz a 1 *Mhz*. Genera ona quadrada, però com es podrà veure més endavant, mitjançant un filtre passa banda de sortida es pot generar una ona sinusoïdal perfecte que és la que es necessita per tenir menor contingut d'harmònics.

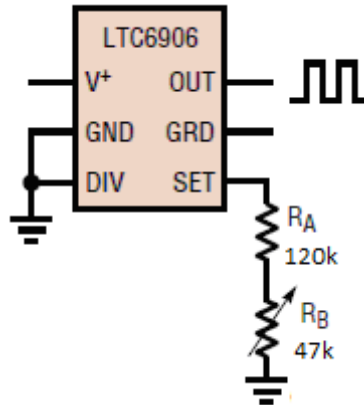
Les seves principals característiques són les següents:

FEATURES

- **Supply Current: 12 μ A at 100kHz**
- **<0.65% Frequency Accuracy (from 0°C to 70°C)**
- **Frequency Range: 10kHz to 1MHz**
- **One Resistor Sets the Oscillator Frequency**
- **Single Supply: 2.25V to 5.5V**
- **-40°C to 125°C Operating Temperature Range**
- **No Decoupling Capacitor Needed**
- **Start-Up Time Under 200 μ s at 1MHz**
- **First Cycle After Power-Up is Accurate**
- **150 Ω CMOS Output Driver**
- **Low Profile (1mm) SOT-23 (ThinSOT™) Package**

Característiques de l'oscil·lador LTC6906 extretes del "datasheet" (Fig. 2.5.2.1)

Càlculs segons les especificacions del fabricant perquè es comporti com a un oscil·lador a 700 kHz



Esquema de connexions de l'LTC6906 extret del "datasheet" (Fig. 2.5.2.2)

En el dibuix anterior (Fig. 2.5.2.2) es pot veure de la forma en que s'obté la freqüència de 700 *Khz*. La segona resistència serà variable per tal de poder ajustar perfectament la freqüència de 700 *Khz* absorbint les toleràncies dels components.

Els càlculs que indica el fabricant per trobar els valors de les resistències són els següents:

Fórmula segons fabricant:

$$f_{out} = \frac{1\text{Mhz}}{N} \cdot \left(\frac{100k}{R_{set}} \right)$$

Fórmula 2.5.2.1

$$N = 1 \Rightarrow DIV_{pin} = GND$$

Per tant:

$$f_{out} = 1\text{Mhz} \cdot \left(\frac{100k}{R_{set}} \right)$$

Equació (2.5.2.1)

Es necessita una $f_{out}=700\text{khz}$ per tant:

$$7 \cdot 10^3 = 1 \cdot 10^6 \cdot \left(\frac{100k}{120k + x} \right)$$

Equació (2.5.2.2)

$$840 \cdot 10^6 + 7 \cdot 10^3 \cdot x = 1 \cdot 10^{11}$$

$$7 \cdot 10^3 \cdot x = 9,9 \cdot 10^{10} \Rightarrow x = 14,166\text{K}\Omega$$

Es dir, amb una resistència variable de 20KΩ n'hi hauria prou, però mirant les resistències variables que es troben en el mercat s'agafa una de 47KΩ i així s'obté una mica més de marge per variar la freqüència si així calgués.

Per tant, agafant una resistència variable de $47k\Omega$ es pot calcular el rang de variació de freqüència que s'obindrà:

Quan la resistència variable val el seu valor màxim, és a dir $47k\Omega$:

$$f_{out} = 1\text{Mhz} \cdot \left(\frac{100k}{120k + 47k} \right) = 1\text{Mhz} \cdot \left(\frac{100k}{167k} \right) \cong 599\text{Khz}$$

Equació (2.5.2.3)

Quan la resistència variable val el seu valor mínim, és a dir 0Ω :

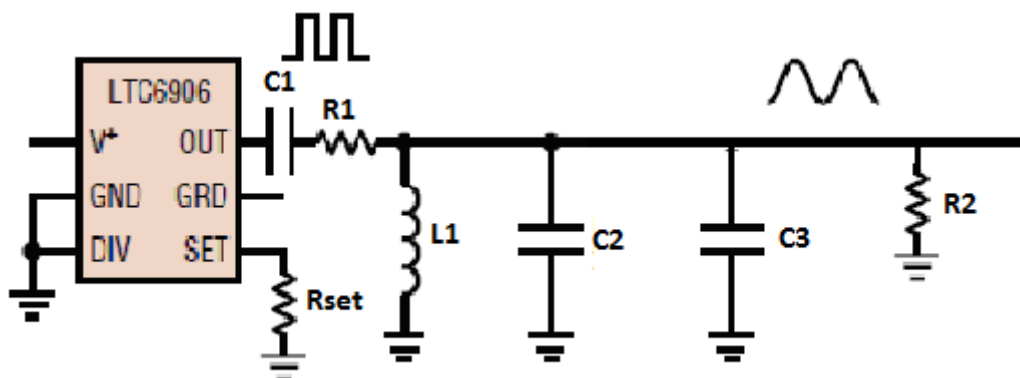
$$f_{out} = 1\text{Mhz} \cdot \left(\frac{100k}{120k} \right) \cong 833\text{Khz}$$

Equació (2.5.2.4)

Introducció d'un filtre perquè es comporti com a un oscil·lador sinusoidal

S'introdueix el filtre passa banda de la Fig. 2.5.2.3 per tal d'eliminar els harmònics de l'ona quadrada i convertir-la en sinusoidal.

El filtre s'ha extret del "datasheet" amb algunes variacions fetes més tard en el procés de simulació.



Esquema de connexions de l'LTC6906 extret del "datasheet" (Fig. 2.5.2.3)

C1=0,1 μ F

C2=10nF

R1=1K Ω

C3=1nF

L1=4,7 μ H

R2=10K Ω

2.6 Etapa de sortida (amplificador seguidor amb el transistor BC548 NPN)

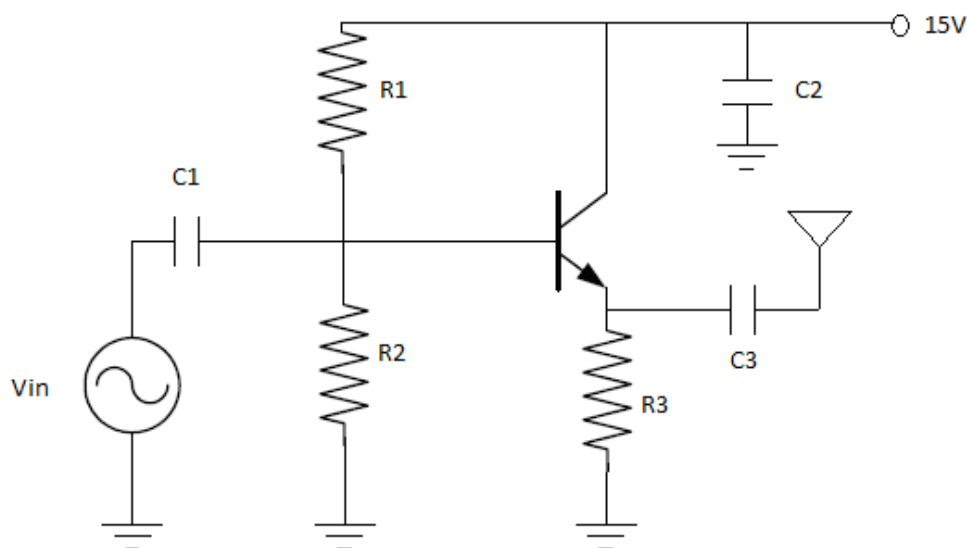
2.6.1 ESQUEMA DE L'ETAPA I CÀLCULS TEÒRICS

Com a etapa de sortida es posarà un amplificador seguidor (Fig. 2.6.1.1) d'emissor per tal de separar el circuit de modulació de l'antena.

L'amplificador seguidor d'emissor, que també es pot anomenar de col·lector comú, constituirà l'etapa de sortida del transmissor. Les seves característiques principals són una impedància d'entrada molt alta i una impedància de sortida baixa.

Es vol que l'amplificador tingui una impedància d'entrada alta, perquè no carregi al circuit modulador, ja que no pot lliurar un corrent alt.

El voltatge de sortida segueix el voltatge de base, però amb un valor lleugerament inferior.(0,6 V aproximadament).



Amplificador seguidor (Fig. 2.6.1.1)

Llegenda:

R1=12kΩ	C1=10μF
R2=33kΩ	C2=10 μF
R3=0,5 kΩ	C3=10 μF

Càlculs

$$V_e = V_b - 0,6V$$

Equació (2.6.1.1)

Si $V_b = 1V$:

$$V_e = 1 - 0,6 = 0,4$$

El guany de tensió és:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_e}{V_b}$$

Fórmula 2.6.1.1

Com V_e sempre serà menor que V_b , el guany sempre serà menor que 1.

En el nostre cas:

$$A_v = \frac{0,4}{1} = 0,4$$

Equació (2.6.1.2)

La impedància d'entrada s'obté amb la fórmula següent, on β és el guany de corrent del transistor (valor que dona el fabricant):

$$Z_{in} = (\beta + 1) \cdot R_3 + h_{ie}$$

Fórmula 2.6.1.2

En el nostre cas i segons el "datasheet", per a una $I_c = 10\mu A$, $V_{ce} = 5V$, $\beta = 150$ i

$$h_{ie}(\text{estimada}) \cong 1k :$$

Les equacions quedaran:

$$Z_{in}(\text{int}) = (\beta + 1) \cdot R_3$$

No es té en compte h_{ie} , ja que és un valor molt petit que no afecta a l'equació

Equació (2.6.1.3)

$$Z_{in} = \frac{R_1 // R_2 \cdot Z_{in}(\text{int})}{R_1 // R_2 + Z_{in}(\text{int})}$$

Equació (2.6.1.4)

$$R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Equació (2.6.1.5)

Els resultats seran:

$$R_1 // R_2 = \frac{12k\Omega \cdot 33k\Omega}{12k\Omega + 33k\Omega} = 8,8k\Omega$$

$$Z_{in}(\text{int}) = (150 + 1) \cdot 0,5k\Omega = 75,5k\Omega$$

$$Z_{in} = \frac{8,8k\Omega \cdot 75,5k\Omega}{8,8k\Omega + 75,5k\Omega} = 7,88k\Omega$$

2.7 Reguladors de tensió

2.7.1 REGULADOR FIX 5V

Aquest regulador té la funció de generar la tensió de 5v que es necessita en el circuit del micro, a partir dels 12v d'alimentació del circuit complet.

S'utilitzarà el regulador de tensió fixa MC7800 que permet un rang de tensió d'entrada de 5 a 18 V.

Valors màxims i aplicació típica segons el "datasheet"

A partir de les següents dues imatges extretes del "datasheet" (Fig. 2.7.1.1; Fig. 2.7.1.2), es realitzarà l'esquema teòric del regulador de tensió.

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)

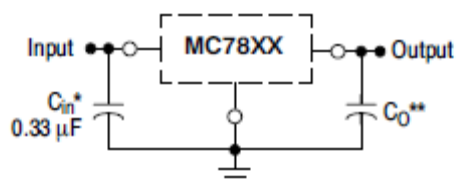
Rating	Symbol	Value			Unit
		369C	221A	936	
Input Voltage (5.0 - 18 V) (24 V)	V_I	35 40			Vdc
Power Dissipation	P_D	Internally Limited			W
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	92	65	Figure 14	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	5.0	5.0	5.0	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Storage Junction Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150			$^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	T_J	+150			$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

*This device series contains ESD protection and exceeds the following tests:
Human Body Model 2000 V per MIL_STD_883, Method 3015.
Machine Model Method 200 V.

Taula de valors màxims de l'MC7800 extreta del "datasheet" (Fig. 2.7.1.1)

STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

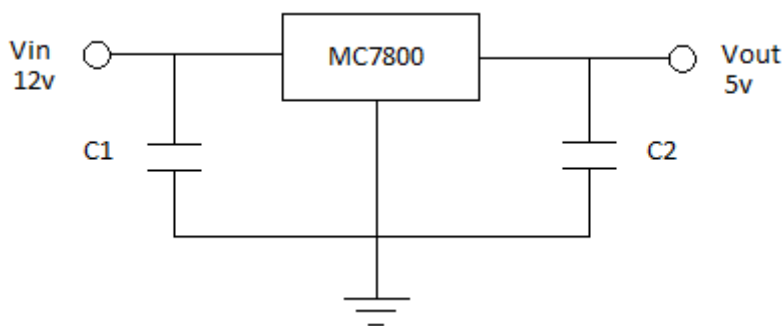
XX, These two digits of the type number indicate nominal voltage.

* C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** C_O is not needed for stability; however, it does improve transient response. Values of less than 0.1 μF could cause instability.

Aplicació típica del regulador MC7800 extreta del “datasheet” (Fig. 2.7.1.2)

Esquema del regulador



Esquema de connexions del regulador MC7800 (Fig. 2.7.1.3)

Llegenda:

$C1=0,33\mu\text{F}$

$C2=0,1\mu\text{F}$

2.7.2 REGULADOR FIX 3,3V

Aquest regulador té la funció d'obtenir una tensió de 3,3v que *necessita* el circuit de l'oscil·lador, a través dels 12v d'alimentació del circuit complet.

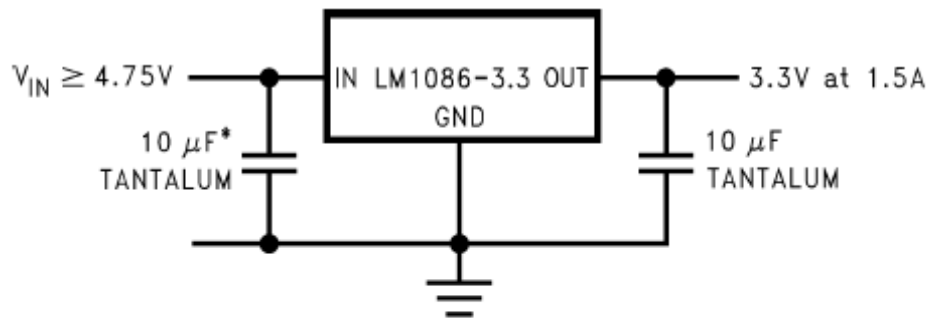
El regulador que es farà servir, serà l'LM1086.

Valors màxims i aplicació típica segons el "datasheet"

Electrical Characteristics						
Typicals and limits appearing in normal type apply for $T_J = 25^\circ\text{C}$. Limits appearing in Boldface type apply over the entire junction temperature range for operation.						
Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 6)	Typ (Note 5)	Max (Note 6)	Units
V_{REF}	Reference Voltage	LM1086-ADJ				
		$I_{OUT} = 10\text{mA}$, $V_{IN} - V_{OUT} = 3\text{V}$ $10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$, $1.5\text{V} \leq V_{IN} - V_{OUT} \leq 15\text{V}$ (Note 7)	1.238 1.225	1.250 1.250	1.262 1.270	V V
V_{OUT}	Output Voltage (Note 7)	LM1086-1.8				
		$I_{OUT} = 0\text{mA}$, $V_{IN} = 5\text{V}$ $0 \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$, $3.3\text{V} \leq V_{IN} \leq 18\text{V}$	1.782 1.764	1.8 1.8	1.818 1.836	V V
		LM1086-2.5				
		$I_{OUT} = 0\text{mA}$, $V_{IN} = 5\text{V}$ $0 \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$, $4.0\text{V} \leq V_{IN} \leq 18\text{V}$	2.475 2.450	2.50 2.50	2.525 2.55	V V
		LM1086-2.85				
		$I_{OUT} = 0\text{mA}$, $V_{IN} = 5\text{V}$ $0 \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$, $4.35\text{V} \leq V_{IN} \leq 18\text{V}$	2.82 2.79	2.85 2.85	2.88 2.91	V V
		LM1086-3.3				
$I_{OUT} = 0\text{mA}$, $V_{IN} = 5\text{V}$ $0 \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$, $4.75\text{V} \leq V_{IN} \leq 18\text{V}$	3.267 3.235	3.300 3.300	3.333 3.365	V V		
		LM1086-3.45				
		$I_{OUT} = 0\text{mA}$, $V_{IN} = 5\text{V}$ $0 \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$, $4.95\text{V} \leq V_{IN} \leq 18\text{V}$	3.415 3.381	3.45 3.45	3.484 3.519	V V
		LM1086-5.0				
		$I_{OUT} = 0\text{mA}$, $V_{IN} = 8\text{V}$ $0 \leq I_{OUT} \leq I_{FULL\ LOAD}$, $6.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	4.950 4.900	5.000 5.000	5.050 5.100	V V
ΔV_{OUT}	Line Regulation (Note 8)	LM1086-ADJ		0.015	0.2	%
		$I_{OUT} = 10\text{mA}$, $1.5\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$		0.035	0.2	%
		LM1086-1.8				
		$I_{OUT} = 0\text{mA}$, $3.3\text{V} \leq V_{IN} \leq 18\text{V}$		0.3 0.6	6 6	mV mV
		LM1086-2.5				
		$I_{OUT} = 0\text{mA}$, $4.0\text{V} \leq V_{IN} \leq 18\text{V}$		0.3 0.6	6 6	mV mV

Taula de valors màxims del regulador LM1086 extreta del "datasheet" (Fig. 2.7.2.1)

Albert Boix i Molas



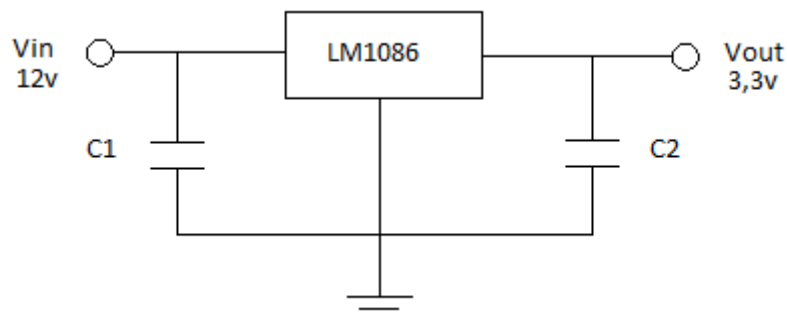
*MAY BE OMITTED IF INPUT SUPPLY IS WELL BYPASSED WITHIN 2" OF THE LM1086

5V to 3.3V, 1.5A Regulator

Aplicació típica del regulador LM1086 extreta del "datasheet" (Fig. 2.7.2.2)

A partir d'aquestes imatges del datasheet (Fig. 2.7.2.1; Fig. 2.7.2.2) es pot veure que els límits de tensió permesos per aquest regulador són $4,75v \leq V_{in} \leq 18v$. En el nostre cas $V_{in} = 12v$ i per tant no ens passem del límit permès.

Esquema del regulador



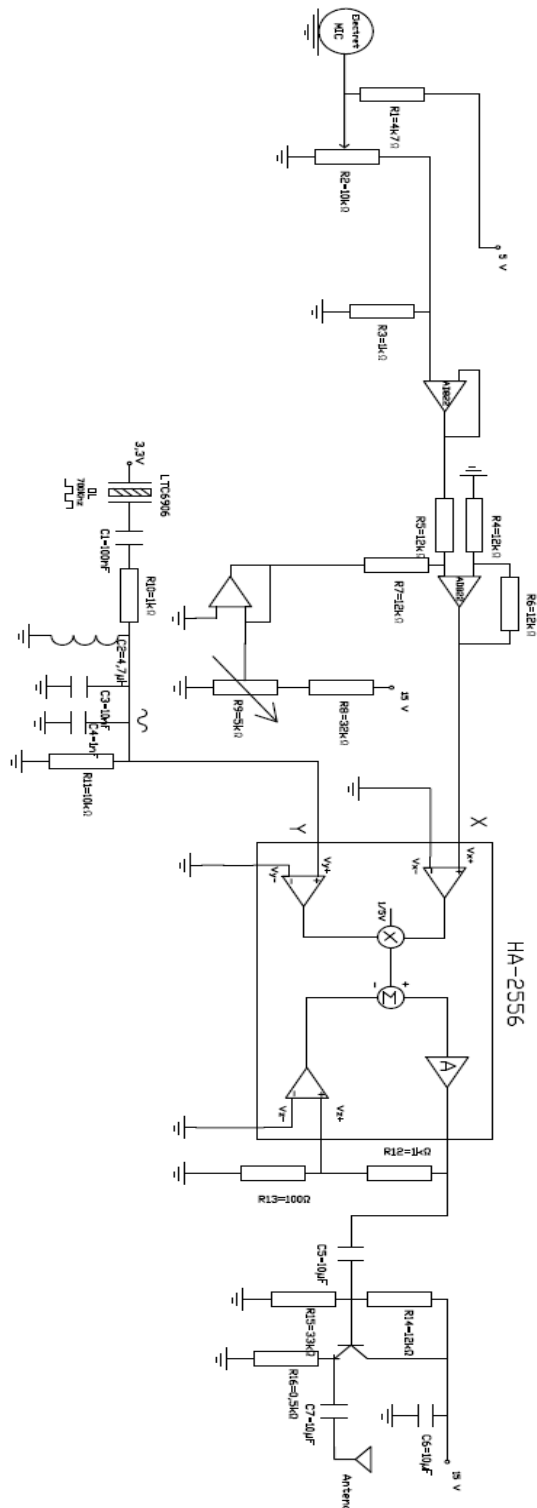
Esquema de connexions del regulador LM1086 (Fig. 2.7.2.3)

Llegenda:

C1=10μF

C2=10μF

2.8 Esquema global del circuit teòric



Esquema global del circuit teòric (Fig. 2.8.1)

3 DISSENY DEL TRANSMISSOR UTILITZANT EL SIMULADOR “ADS” (ADVANCED DESIGN SYSTEM SYMULATOR) COM A EINE DE SIMULACIÓ.

3.1 Tipus de simulacions a realitzar

L'ADS permet realitzar les simulacions següents:

- DC.
- AC.
- Transient (simulació en el domini del temps).

El simulador permet treballar amb models SPICE dels components, subministrats per el fabricant. Així és el cas dels operacionals AD822.

En canvi per al modulador s'ha hagut de crear un model simplificat, ja que el fabricant no subministra el model “spice” (Això és veurà més endavant en la simulació del modulador).

Simulació DC :

Simulació que permet veure els valors de tensió i corrent continu en el circuit.

Simulació AC :

Simulació que permet veure la resposta freqüencial del circuit (guanys, ampla de banda, etc).

Simulació transitòria:

Simulació amb la qual es pot veure l'evolució del senyal en el temps, tal i com es veuria en un oscil·loscopi al laboratori.

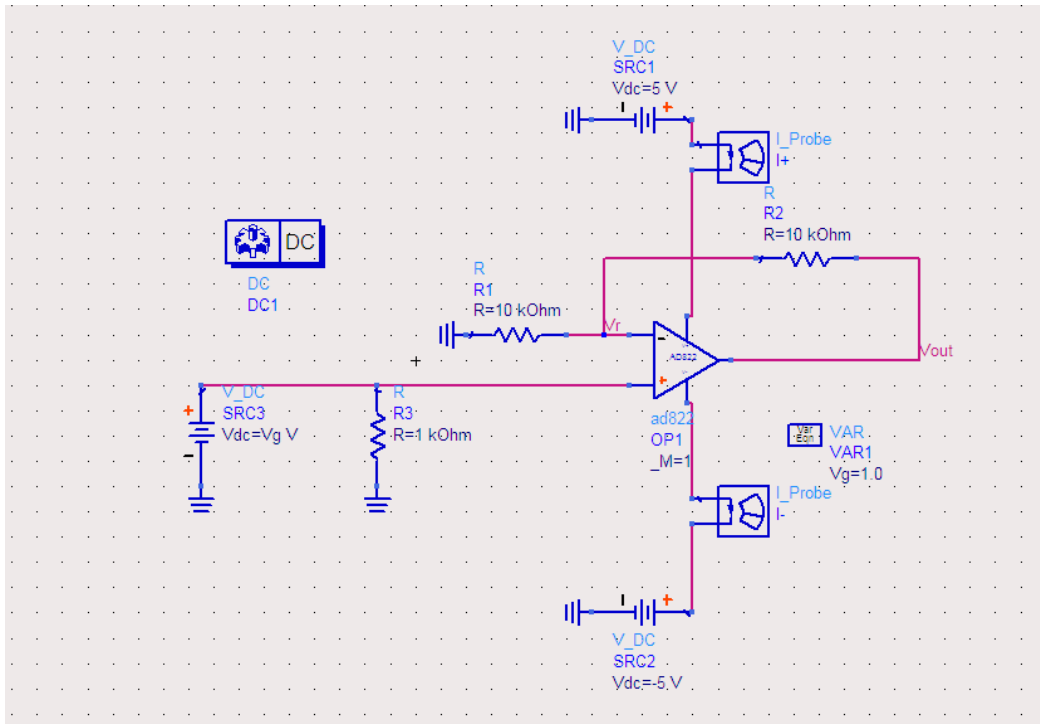
3.2 Simulacions realitzades

3.2.1 SIMULACIÓ 1^a ETAPA (AMPLIFICADOR)

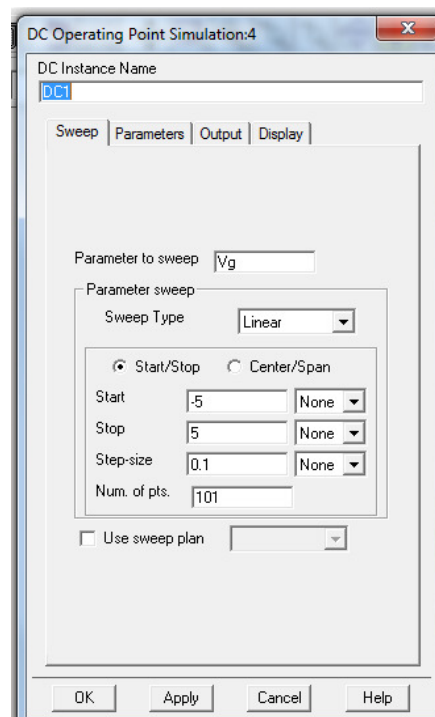
Simulació DC

A la següent imatge es pot veure l'esquema de la primera etapa que opera com un amplificador no inversor de guany 2 (Fig. 3.2.1.1).

En aquesta simulació es fa un escombrat de la tensió d'entrada de -5 a 5 volts (Fig. 3.2.1.2).



Primera etapa simulació DC (Fig. 3.2.1.1)

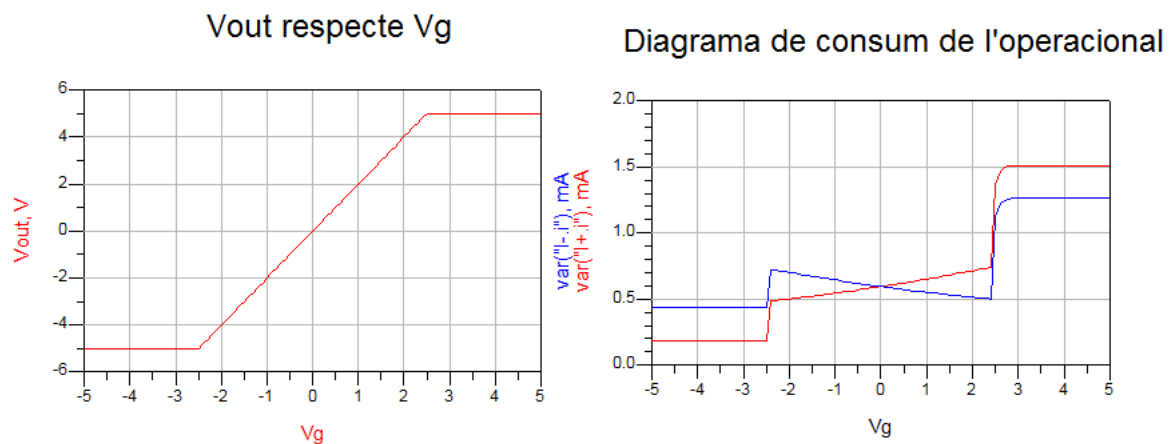


Escombrat de la tensió d'entrada (Fig. 3.2.1.2)

Gràfiques resultants

A la següent imatge (Fig. 3.2.1.3) es veuen 2 gràfiques. A la gràfica de l'esquerra es pot veure l'evolució de la tensió de sortida respecte a la d'entrada. Es comprova que la tensió de sortida és el doble de la d'entrada i se satura quan arriba a les tensions d'alimentació.

A la gràfica de la dreta es poden veure les corbes de consum de corrent corresponents a cada tensió d'alimentació.

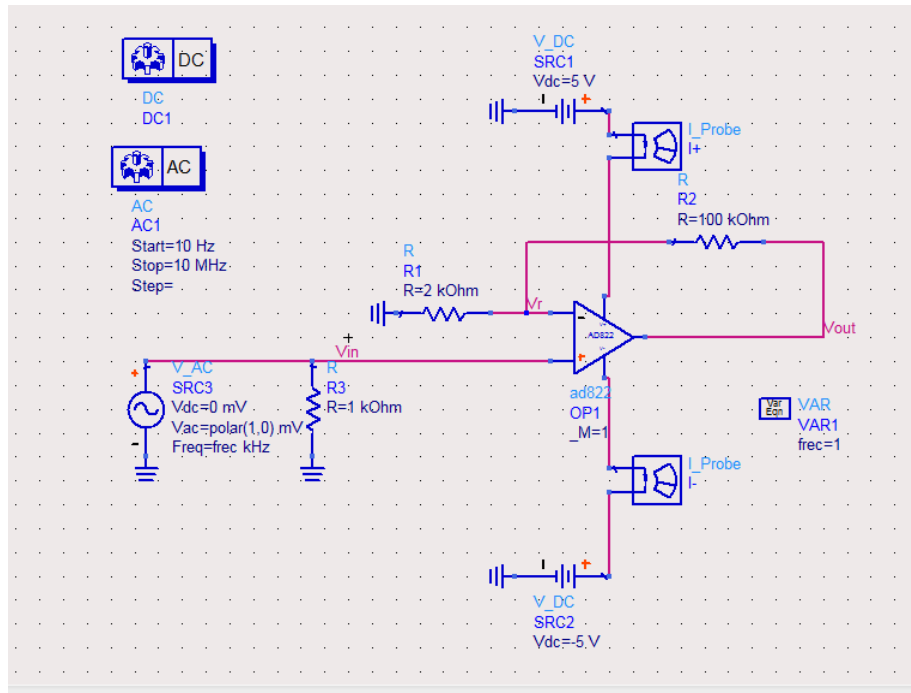


Gràfiques resultants de la simulació DC (Fig. 3.2.1.3)

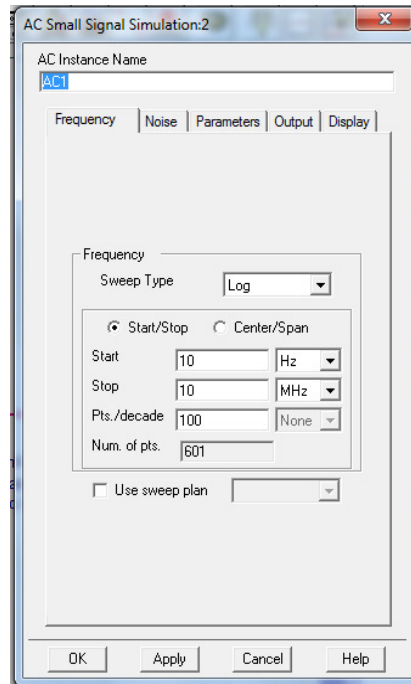
Simulació AC

La simulació en AC com ja s'ha comentat anteriorment, permet fer un escanament en freqüència, que s'ha establert de 10 Hz a 10 MHz (Fig. 3.2.1.5).

Esquema 1^a etapa



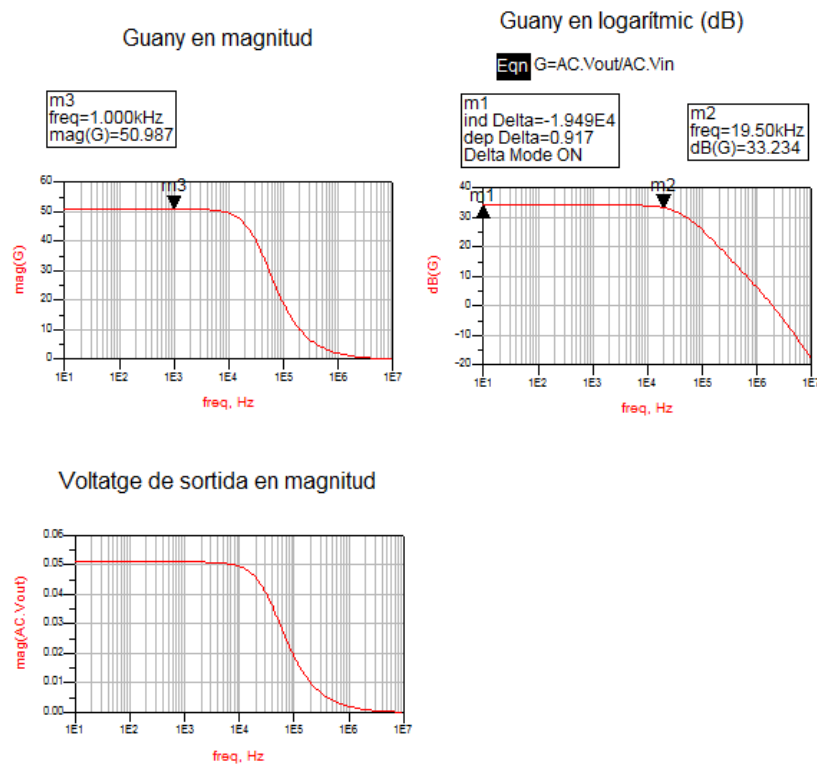
Primera etapa simulació AC (Fig. 3.2.1.4)



Escombrat de freqüència (Fig. 3.2.1.5)

Gràfiques resultants

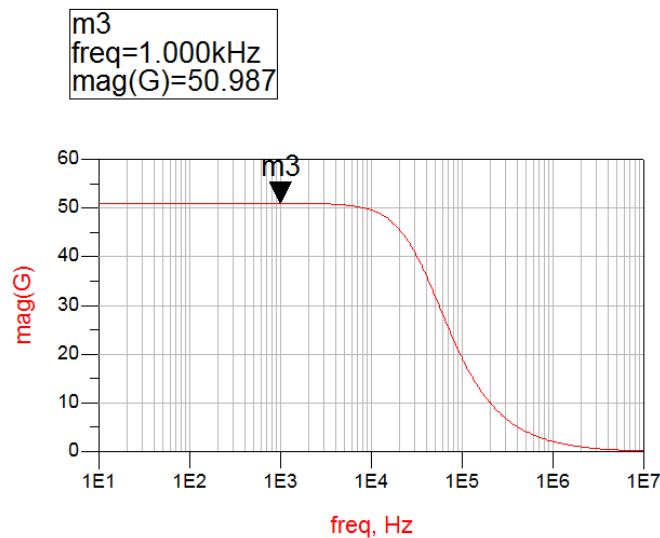
Els resultats de la simulació són els següents (Fig. 3.2.1.6):



Gràfiques resultants de la simulació DC (Fig. 3.2.1.6)

Primera gràfica resultant

En aquesta gràfica es pot veure el guany de l'operacional en magnitud. En aquest cas té un guany de 51 en lineal (Fig. 3.2.1.7).



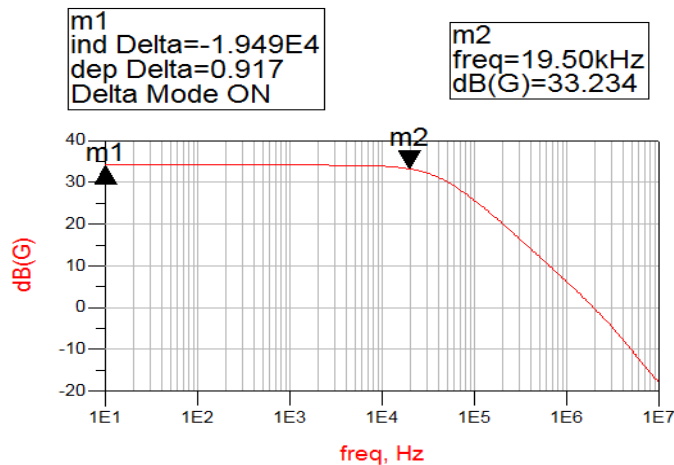
Primera gràfica resultant (Fig. 3.2.1.7)

Segona gràfica resultant

En aquesta gràfica es pot veure el guany en escala logarítmica de freqüència i també la caiguda de guany entre m1 (1Hz) i m2 (19.5 kHz) per veure l'ample de banda. Agafant una caiguda gairebé insignificant de 0,917 dB, obtenim un ample de banda de 19,50 kHz que és superior als 15 kHz de freqüència màxima d'àudio (Fig. 3.2.1.8).

Guany en logarítmic (dB)

$$Eqn \ G = AC.Vout / AC.Vin$$

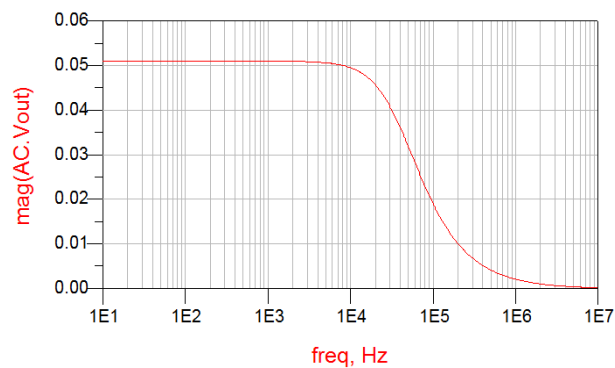


Segona gràfica resultant (Fig. 3.2.1.8)

Tercera gràfica resultant

En aquesta gràfica es pot observar el voltatge de sortida en funció de la freqüència per un nivell d'entrada de tensió de 1mV. Es pot verificar de nou com el guany és 51 (Fig. 3.2.1.9).

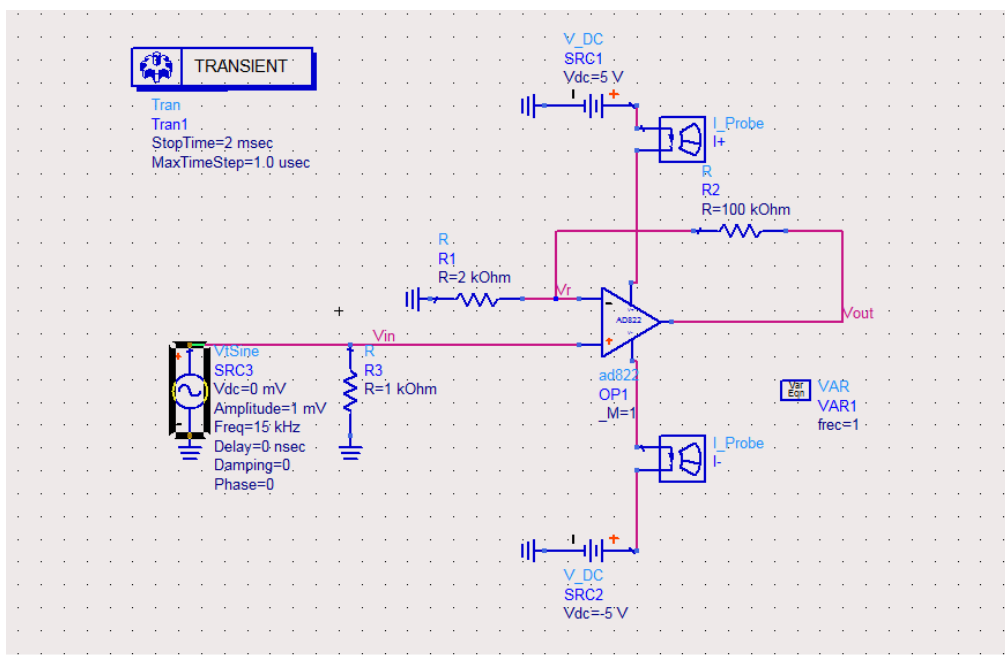
Voltatge de sortida en magnitud



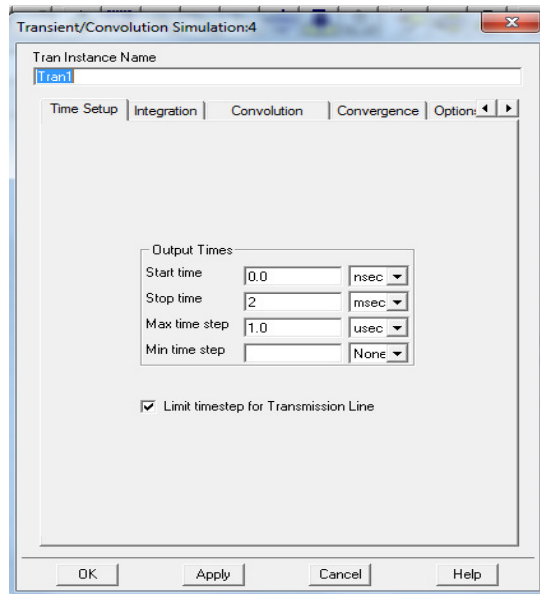
Tercera gràfica resultant (Fig. 3.2.1.9)

Simulació Transitòria

L'esquema de la simulació és el mostrat en la Fig. 3.2.1.10. En aquesta simulació s'obté l'evolució de la tensió de sortida en el temps, dintre de un període que va de 0 a 2ms amb salts de 1μs com es pot veure a la Fig. 3.2.1.11.



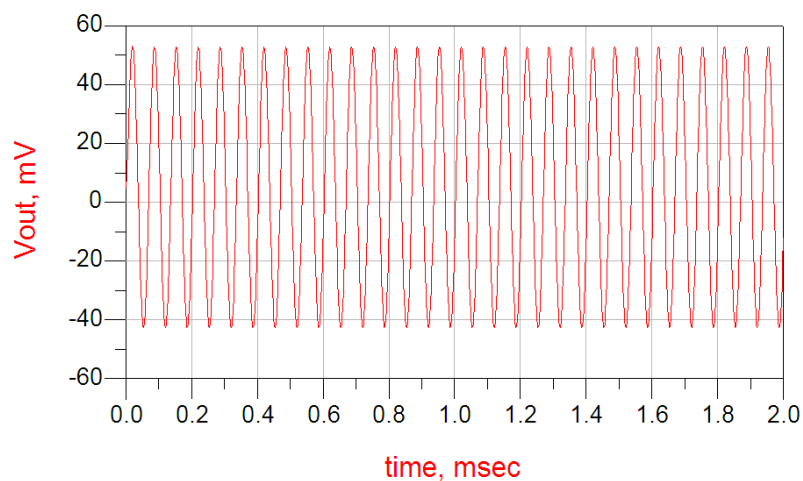
Primera etapa simulació transitòria (Fig. 3.2.1.10)



Interval de temps (Fig. 3.2.1.11)

Gràfica resultant

Els resultats de la simulació es mostren en la Fig. 3.2.1.12. Aquesta simulació transitòria presenta la tensió sinusoidal de sortida de l'operacional. Es pot veure com entrant una senyal alterna de 1mV en surt una de 51mV. Ja que com hem vist abans, en els 3 casos el guany és de 51.



Gràfica resultant simulació transitòria (Fig. 3.2.1.12)

En aquesta primera simulació s'ha establert un guany de 51 per aquesta primera etapa que a la vegada determina un ample de banda superior als 19kHz. En els capítols posteriors es demostra que no es requerirà aquest guany, ja que el nivell de senyal del micròfon és suficientment elevat com per atacar directament el multiplicador.

3.2.2 SIMULACIÓ 1ª I 2ª ETAPA (SUMADOR DE CONTÍNUA)

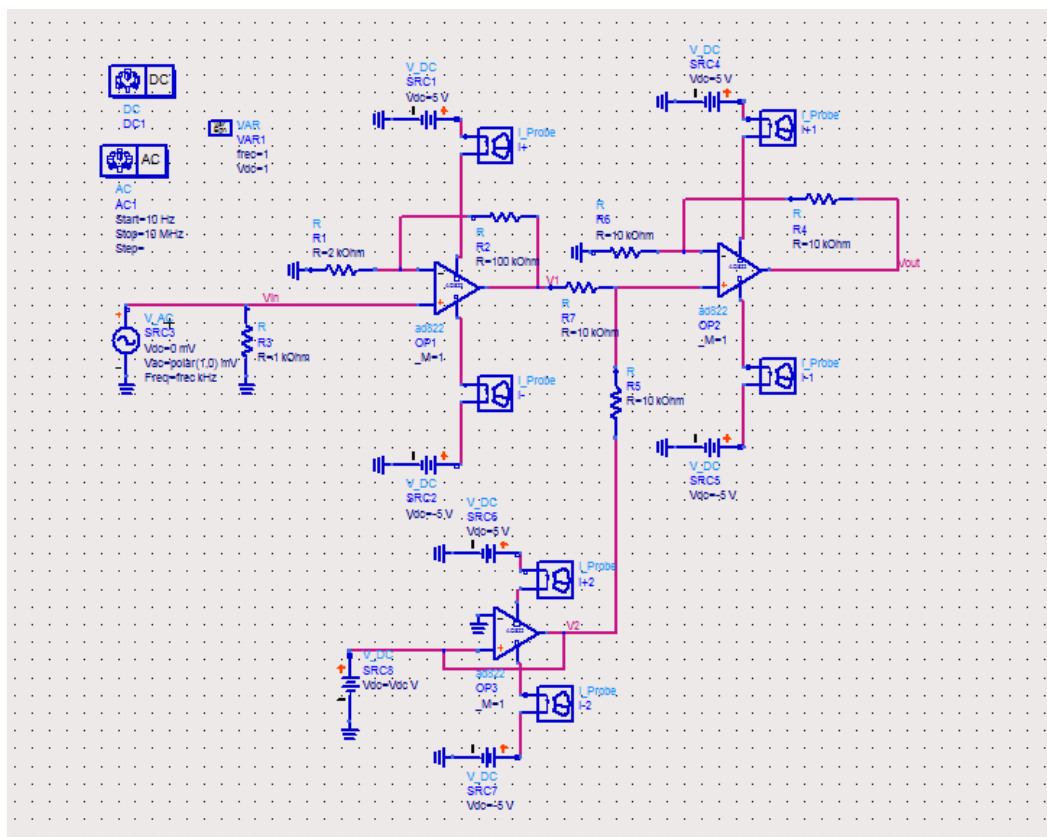
Simulació AC DC

L'esquema de la simulació és el mostrat en la Fig. 3.2.2.1.

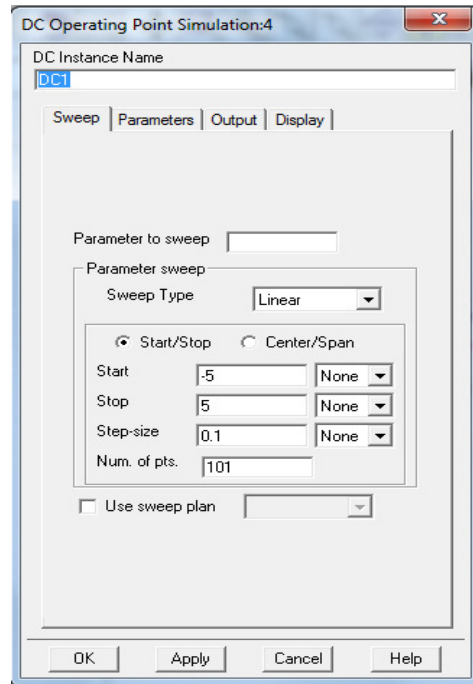
Es realitzen dues simulacions simultànies: DC (Fig. 3.2.2.2) i AC (Fig. 3.2.2.3).

A l'anàlisi en contínua (DC) es fa un escanament de tensió de -5V a 5V amb salts de 0,1V (Fig. 3.2.2.2).

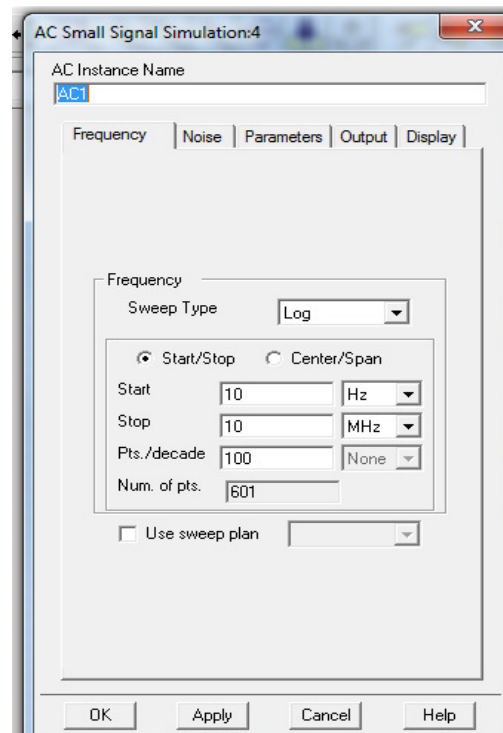
A l'anàlisi en alterna (AC) es fa un escanament de freqüències de 10Hz a 10MHz amb 100 punts per dècada i 601 punts totals (Fig. 3.2.2.3).



Primera i segona etapa simulació AC i DC (Fig. 3.2.2.1)



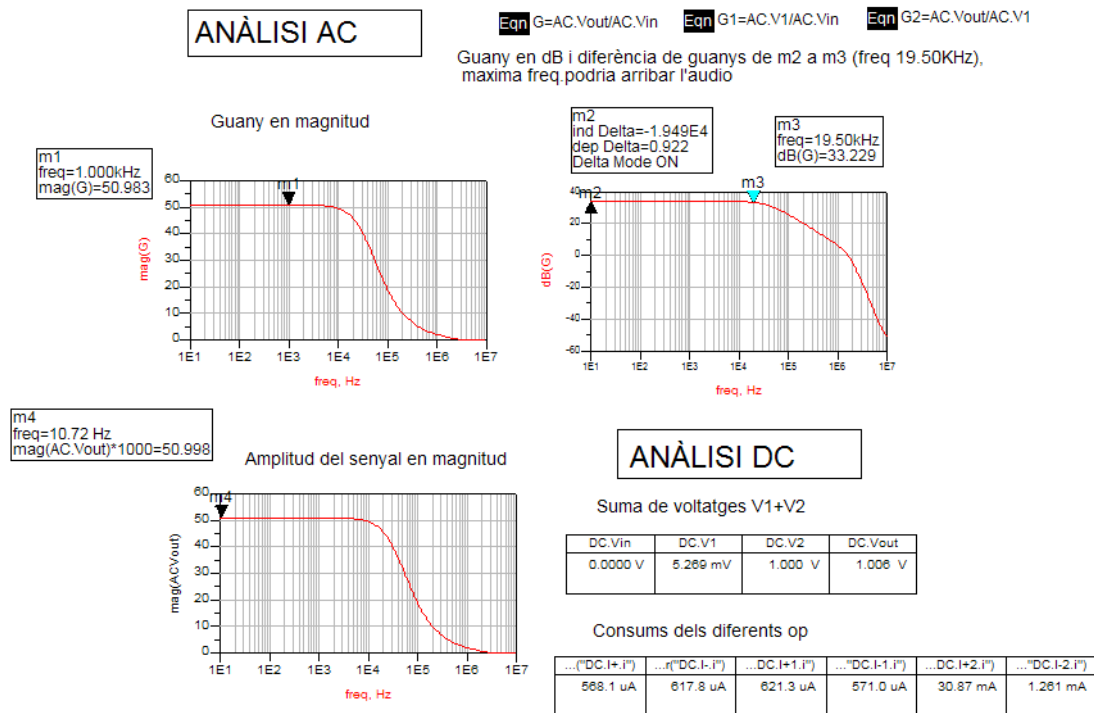
Escombrat de tensió (Fig. 3.2.2.2)



Escombrat de freqüència (Fig. 3.2.2.3)

Gràfiques resultants

Els resultats de la simulació són els següents (Fig. 3.2.2.4).

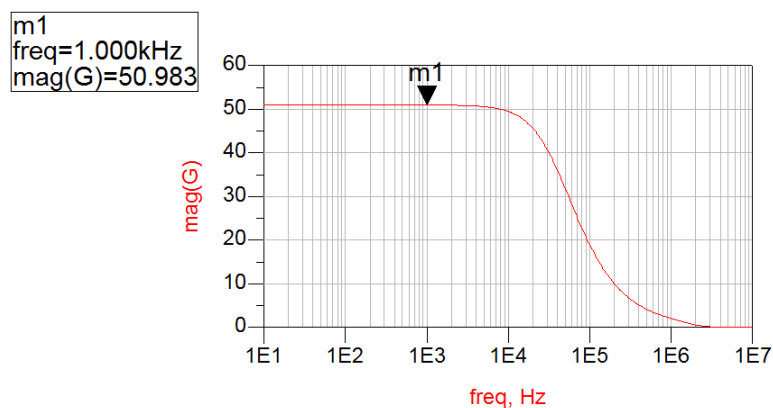


Gràfiques resultants de la simulació AC i DC (Fig. 3.2.2.4)

Primera gràfica resultant

A la primera gràfica de la simulació Anàlisi AC (Fig. 3.2.2.5), es pot veure el guany dels 2 operacionals. Al primer (operacional esquerra) (Fig. 3.2.2.1), li donarem el màxim guany possible (51), ja comprovat en el circuit simulat en DC de la 1^a etapa.

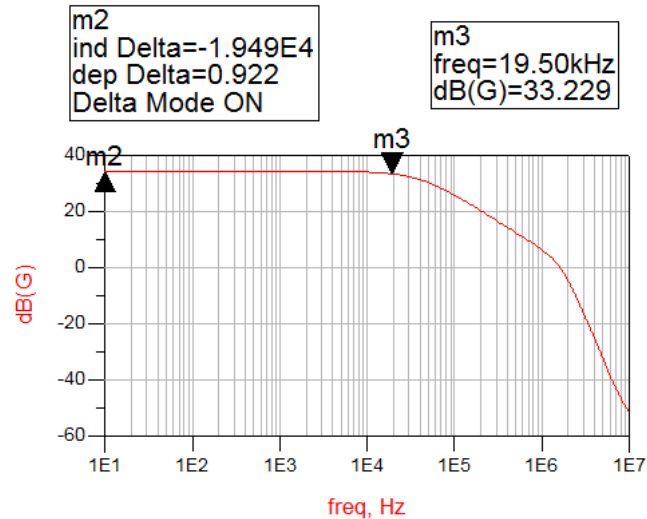
Guany en magnitud



Primera gràfica resultant (Fig. 3.2.2.5)

Segona gràfica resultant

A partir de la segona gràfica de la simulació Anàlisi AC (Fig. 3.2.2.6), es verifica que tingui un ample de banda acceptable per a l'àudio (19,50 KHz) i que la caiguda entre m1 i m2 sigui insignificant 0,917dB.



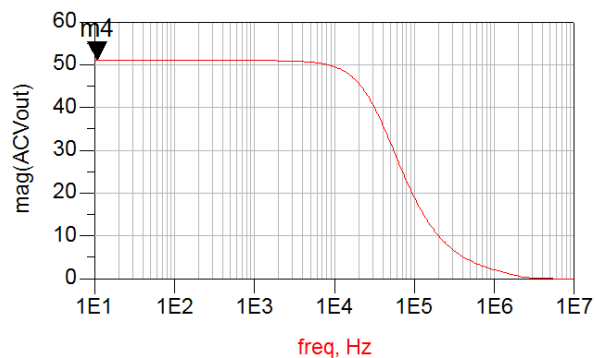
Segona gràfica resultant (Fig. 3.2.2.6)

Tercera gràfica resultant

A la tercera gràfica de la simulació Anàlisi AC (Fig. 3.2.2.7), es pot veure l'amplitud del senyal en magnitud respecte la freqüència expressada en mV, aplicant un nivell d'entrada de 1mV.

m4
freq=10.72 Hz
mag(AC.Vout)*1000=50.998

Amplitud del senyal en magnitud



Tercera gràfica resultant (Fig. 3.2.2.7)

Quarta gràfica resultant

Amb la simulació Anàlisi DC i mirant l'esquema (Fig. 3.2.2.1), es pot veure com el segon operacional OP2 (operacional dreta) realitza la funció suma dels dos senyals de sortida dels operacionals OP1 (amplificador d'àudio) i de OP3 (amplificador buffer) que trasllada la seva tensió d'entrada Vdc de 1V. Com a l'entrada de OP1 s'aplica una tensió de 0V, a la sortida de OP3 s'obté 1V que és la tensió suma. Els resultats es presenten en la Fig. 3.2.2.8.

Per una altra part, amb aquest anàlisi també es poden veure els consums dels operacionals.

ANÀLISI DC

Suma de voltatges V1+V2

DC.Vin	DC.V1	DC.V2	DC.Vout
0.0000 V	5.269 mV	1.000 V	1.006 V

Consums dels diferents op

...("DC.I+.i")	...("DC.I-.i")	...DC.I+1.i")	... "DC.I-1.i")	...DC.I+2.i")	... "DC.I-2.i")
568.1 uA	617.8 uA	621.3 uA	571.0 uA	30.87 mA	1.261 mA

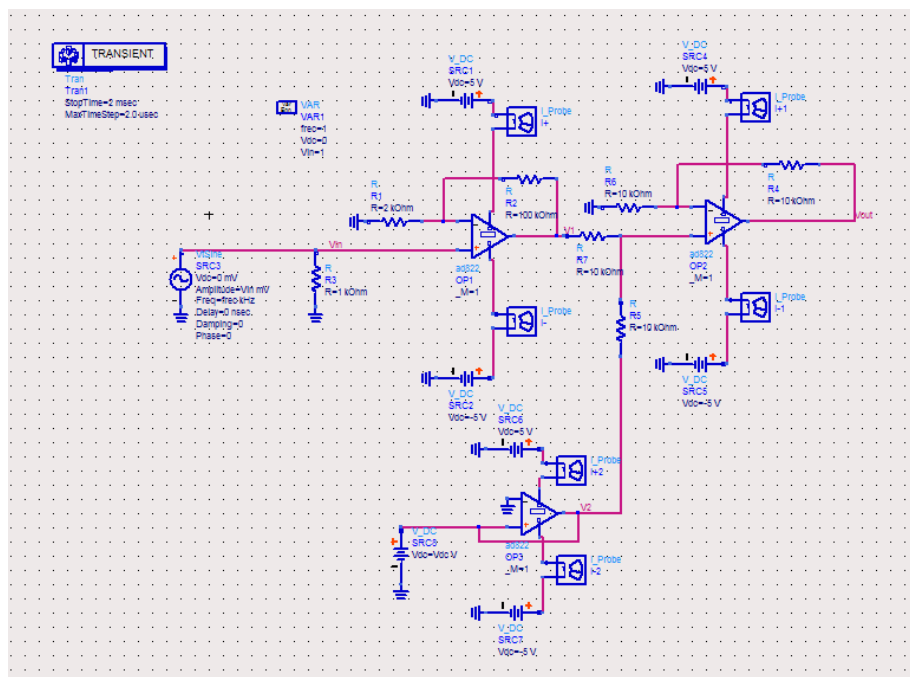
Quarta gràfica resultant (Fig. 3.2.2.8)

Simulació Transitòria

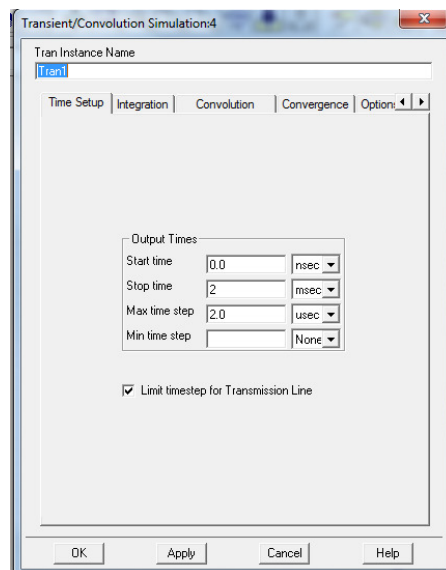
L'esquema de la simulació és el mostrat en la Fig. 3.2.2.9

En aquesta simulació es presenta el senyal dintre del interval de temps de 0 ns a 2ms amb salts de 2 μ s (Fig. 3.2.2.10). Per tant, es podrà analitzar l'evolució en el temps dels senyals en el circuit, tal com ho veuríem amb un oscil·loscopi.

Per veure bé el que fa el sumador de contínua es dona 1V a la font del operacional OP3 (Fig. 3.2.2.9). En la pràctica aquesta tensió DC s'establirà mitjançant un divisor de tensió resistiu.



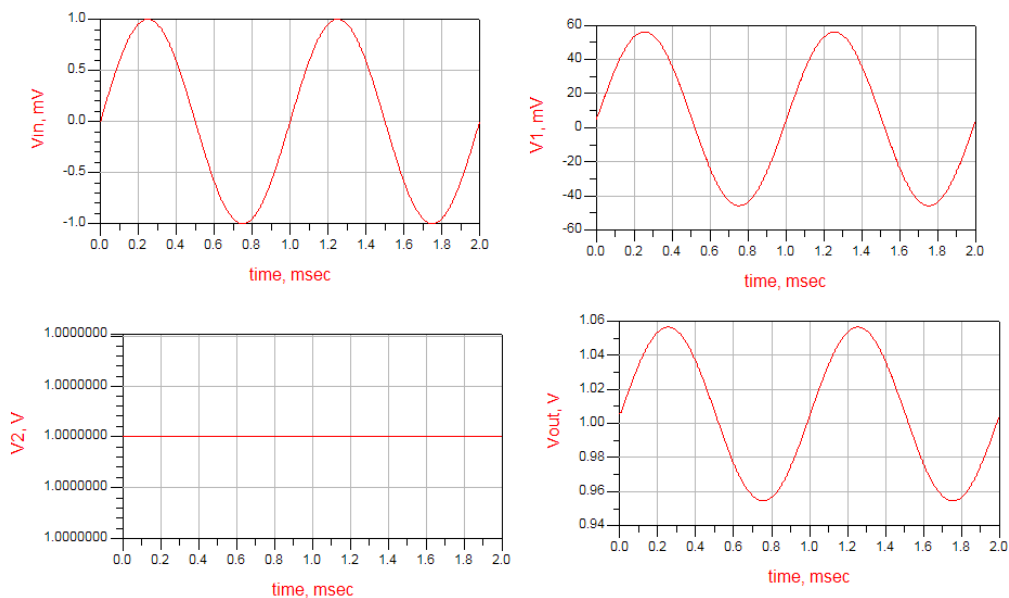
Primera i segona etapa simulació transitòria (Fig. 3.2.2.9)



Interval de temps (Fig. 3.2.2.10)

Gràfiques resultants

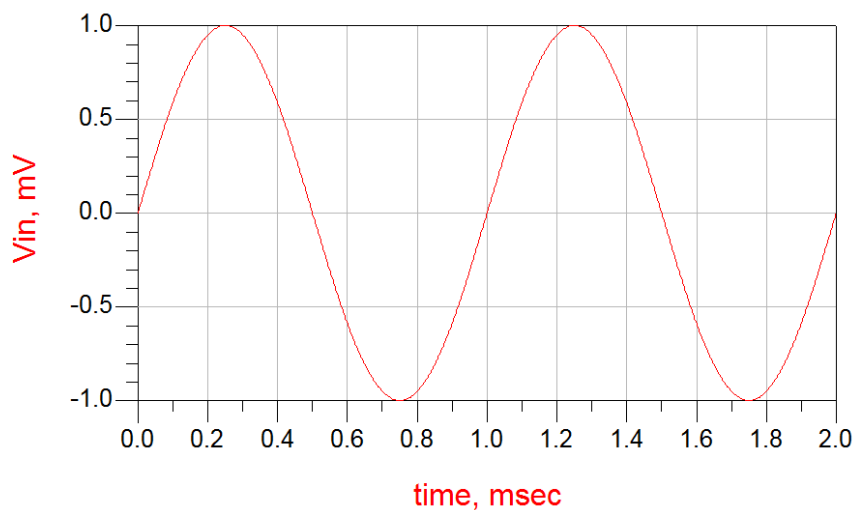
Els resultats de la simulació es mostren en la següent Fig. 3.2.2.11:



Gràfiques resultants de la simulació transitoria (Fig. 3.2.2.11)

Primera gràfica resultant

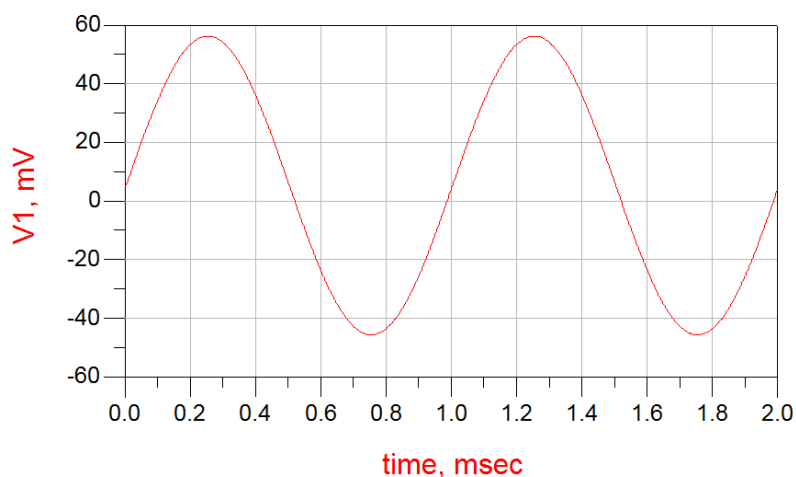
A la següent gràfica (Fig. 3.2.2.12), es veu el senyal altern de 1mV.



Primera gràfica resultant (Fig. 3.2.2.12)

Segona gràfica resultant

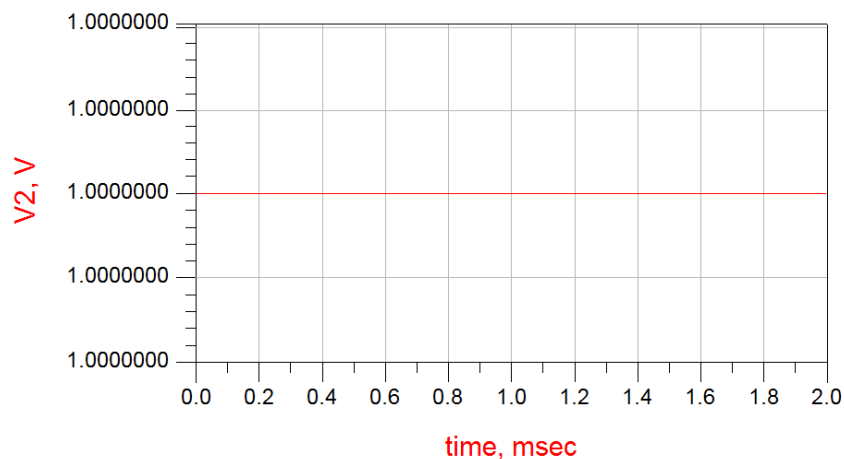
A la següent gràfica (Fig. 3.2.2.13), es veu la senyal amplificada per el primer operacional OP1, on l'amplitud de sortida és de 51mV, d'acord al guany establert.



Segona gràfica resultant (Fig. 3.2.2.13)

Tercera gràfica resultant

A la següent gràfica (Fig. 3.2.2.14), es pot veure el senyal continu a la sortida de l'amplificador buffer OP3 i que es sumarà al senyal AC anterior.



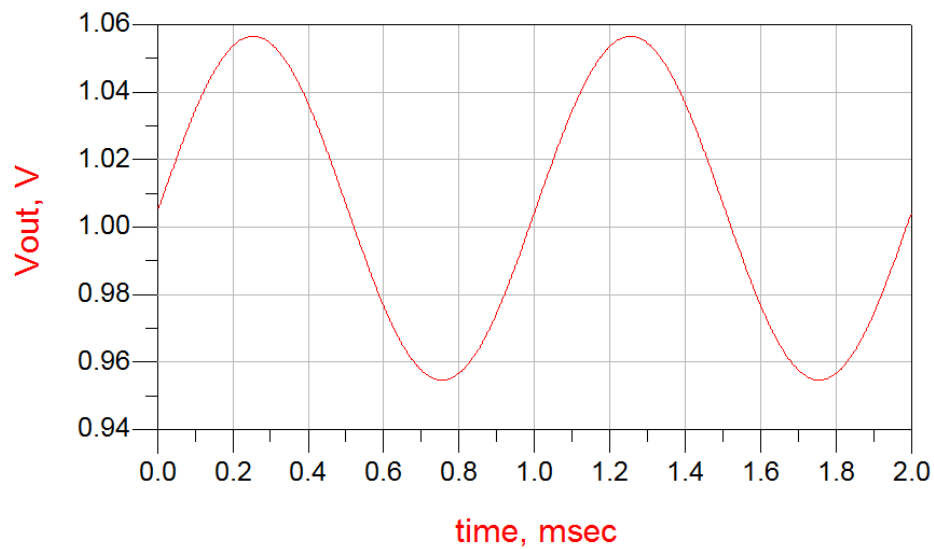
Tercera gràfica resultant (Fig. 3.2.2.14)

Quarta gràfica resultant

Finalment, a la següent gràfica de la Fig. 3.2.2.15 es mostra la tensió suma dels dos anterior senyals a la sortida de l'operacional OP2.

S'obté un senyal altern de 51mV d'amplitud i centra sobre una tensió DC de 1V.

Això és necessari per tal de tenir una modulació d'AM amb senyal portador.

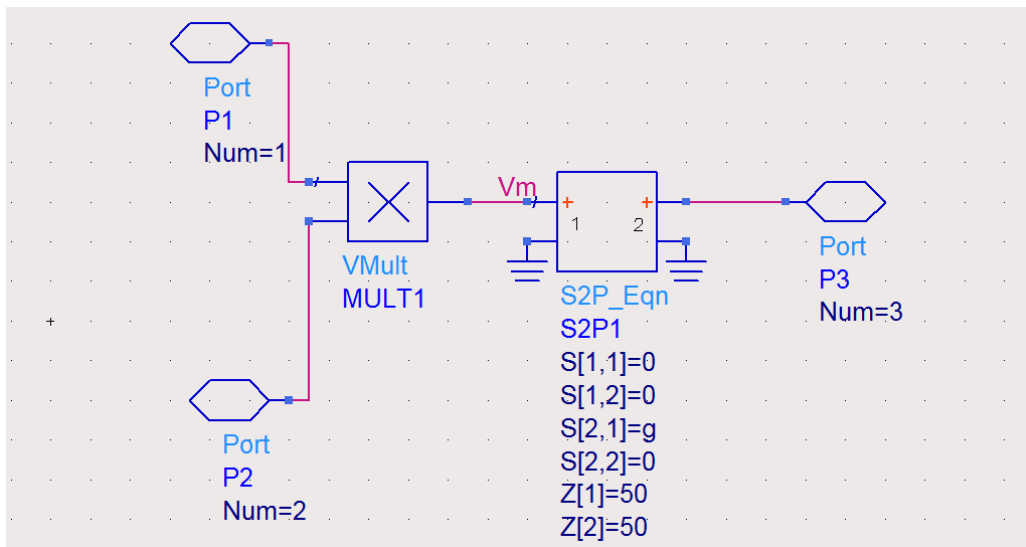


Quarta gràfica resultant (Fig. 3.2.2.15)

3.2.3 CIRCUIT EQUIVALENT DEL MULTIPLICADOR CONSTRUÏT AMB L'ADS

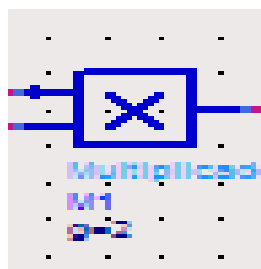
En la Fig. 3.2.3.1 és pot veure el circuit equivalent del multiplicador que permetrà simular el procés de modulació. Està format per un bloc multiplicador ideal i un bloc de guany g.

El conjunt constituirà un subcircuit "modulador" que s'introduirà dins de l'esquema complet.



Circuit equivalent del multiplicador (Fig. 3.2.3.1)

El subcircuit "modulador" es crea com una caixa de 3 ports, tal com es mostra en la Fig. 3.2.3.2



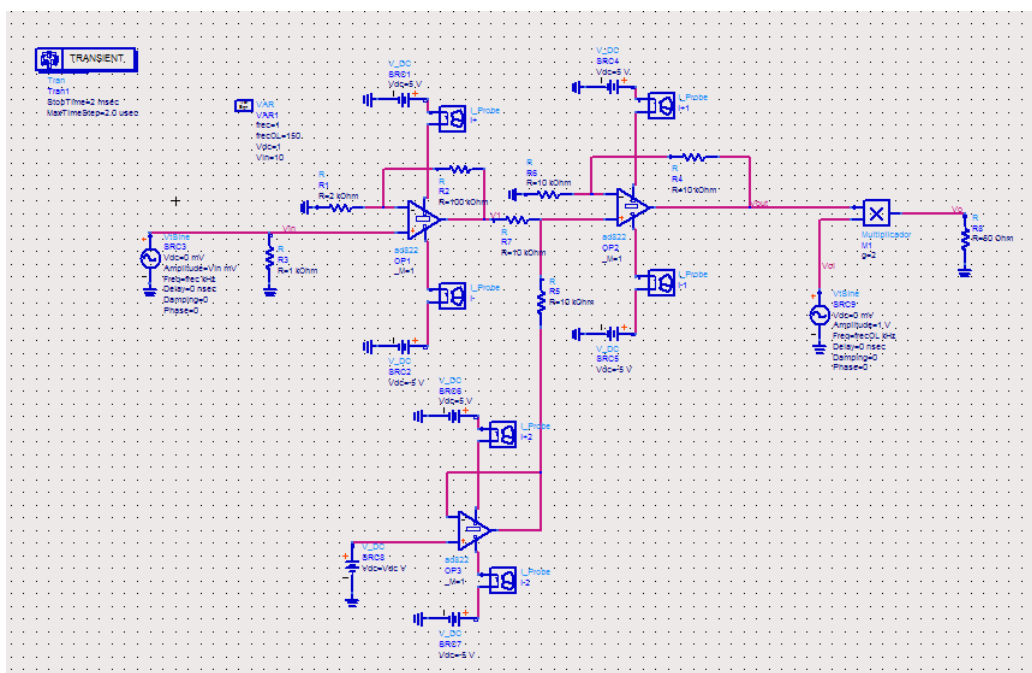
Subcircuit "modulador" (Fig. 3.2.3.2)

3.2.4 SIMULACIÓ 1^a, 2^a i 3^a ETAPA (MODULADOR)

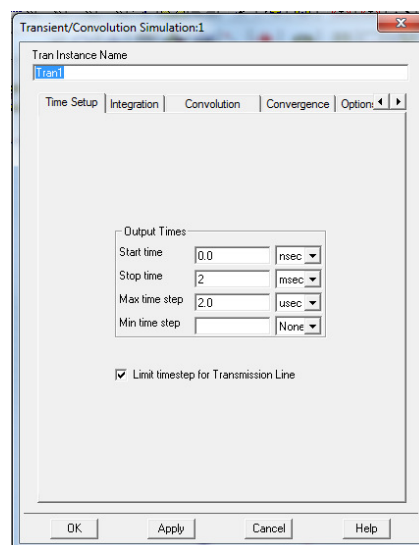
Simulació Transitòria

L'esquema de la simulació és el mostrat en la (Fig. 3.2.4.1).

En aquesta simulació es mostra els senyals dintre del interval de temps que va de 0 ns a 2ms amb salts de 2. μ s (Fig. 3.2.4.2).



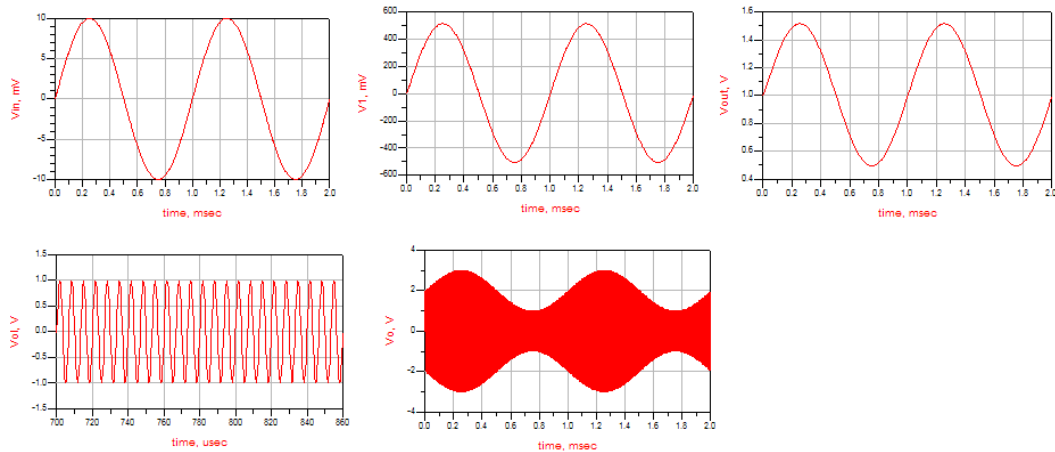
1^a, 2^a i 3^a etapa simulació transitòria (Fig. 3.2.4.1)



Interval de temps (Fig. 3.2.4.2)

Gràfiques resultants

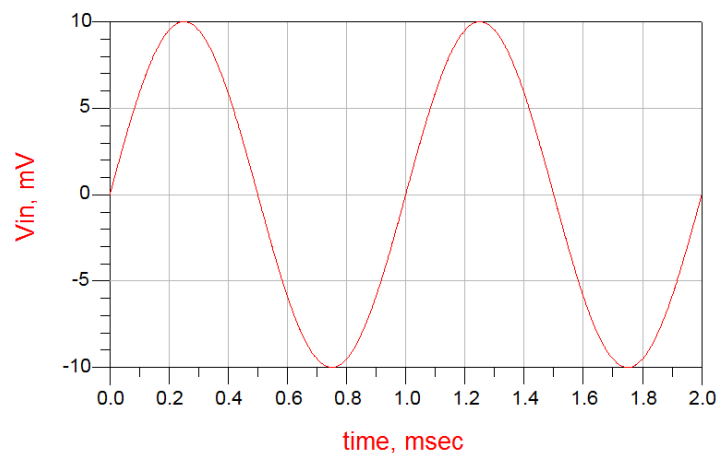
Els resultats de la simulació són els següents (Fig. 3.2.4.3):



Gràfiques resultants de la simulació transitoria (Fig. 3.2.4.3)

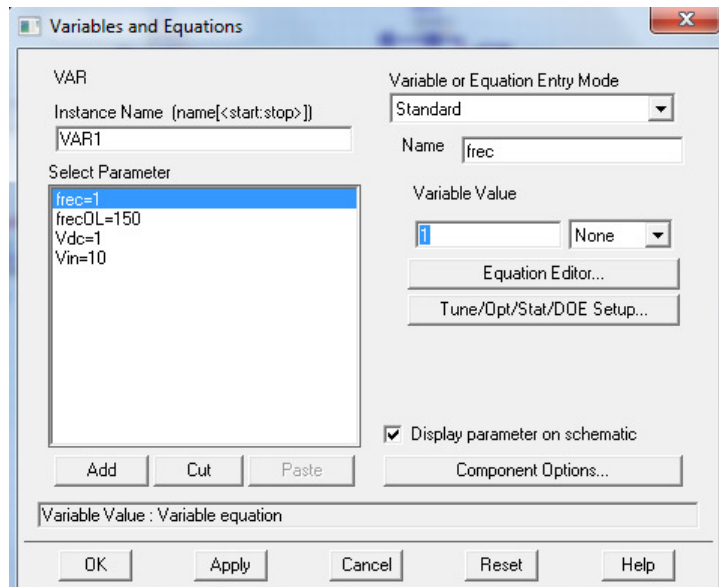
Primera gràfica resultant

A la gràfica següent (Fig. 3.2.4.4), es pot veure la senyal d'entrada V_{in} , que és una senyal sinusoidal d'amplitud 10mV i 1KHz de freqüència per simular un to del senyal d'àudio com es pot veure a les imatges de les característiques de la font i de les variables utilitzades (Fig. 3.2.4.5; Fig. 3.2.4.6).

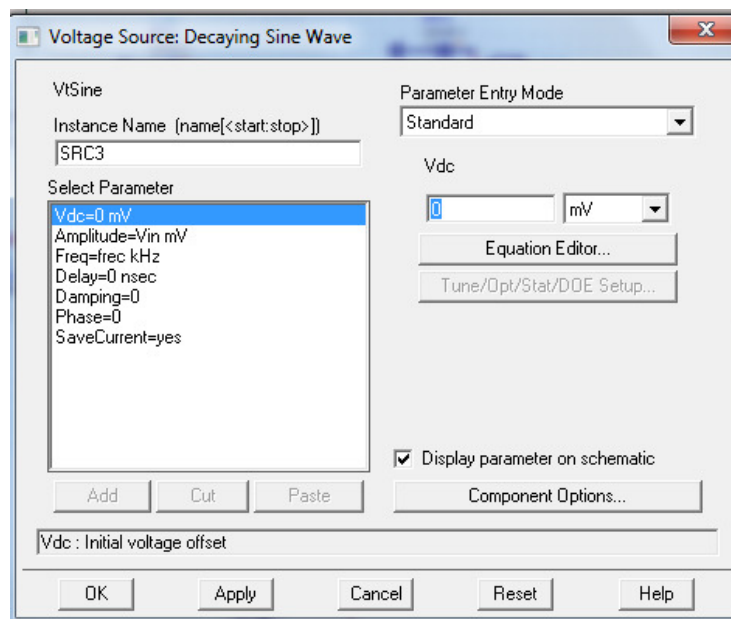


Primera gràfica resultant (Fig. 3.2.4.4)

Aquest senyal l'aplica el generador sinusoidal SCR3 de l'esquema.



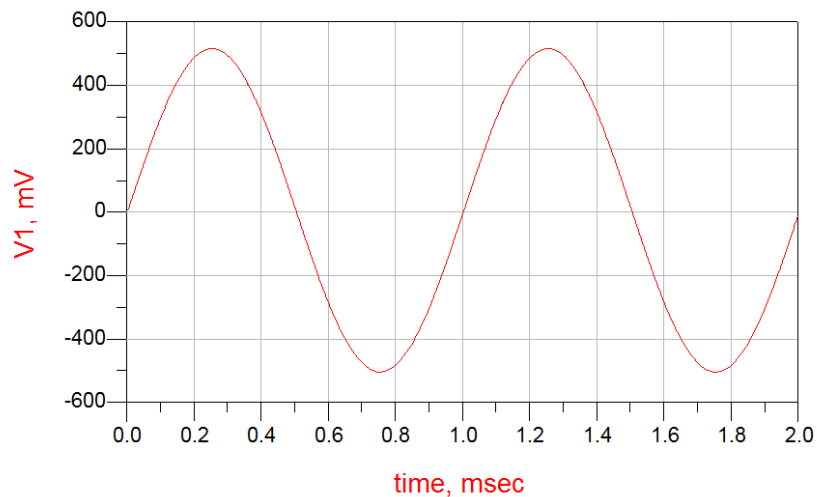
Variables utilitzades (Fig. 3.2.4.5)



Característiques de la font d'alimentació (Fig. 3.2.4.6)

Segona gràfica resultant

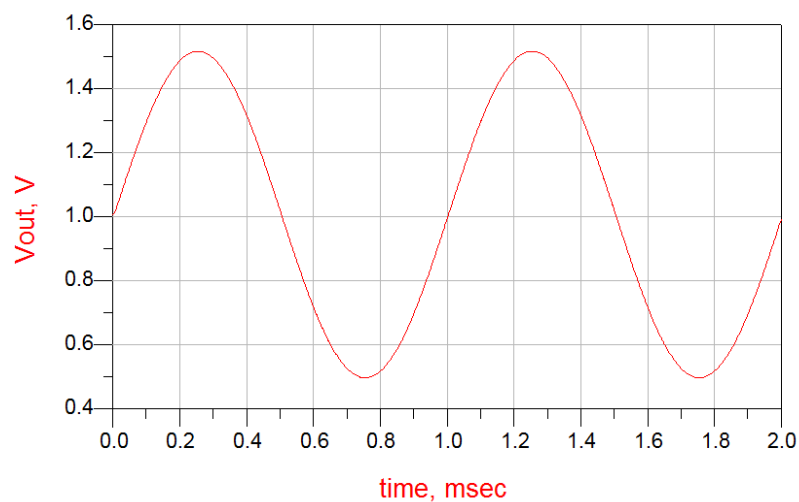
A la següent gràfica de la simulació (Fig. 3.2.4.7), es pot veure la tensió de sortida del primer operacional OP1, que és la V_{in} amplificada amb un factor de 51 i centrada a 0V.



Segona gràfica resultant (Fig. 3.2.4.7)

Tercera gràfica resultant

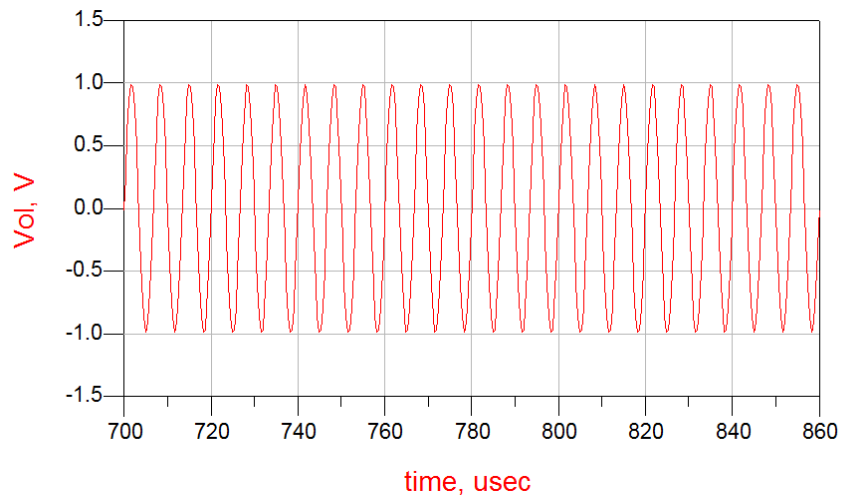
La següent gràfica (Fig. 3.2.4.8) mostra la tensió després de l'etapa sumadora i es pot veure que el senyal sinusoidal està centrat a 1V que correspon al voltatge continu sumat. Com ja s'ha comentat abans, la introducció del senyal DC permet generar un senyal portador en el modulador d'AM amb un índex de modulació menor de 1.



Tercera gràfica resultant (Fig. 3.2.4.8)

Quarta gràfica resultant

A la següent gràfica es pot veure la senyal que surt de l'oscil·lador (Fig. 3.2.4.9) amb amplitud 1 V i freqüència 150KHz (Fig.3.2.4.5). Aquest senyal és el senyal portador de RF de la modulació d'AM.

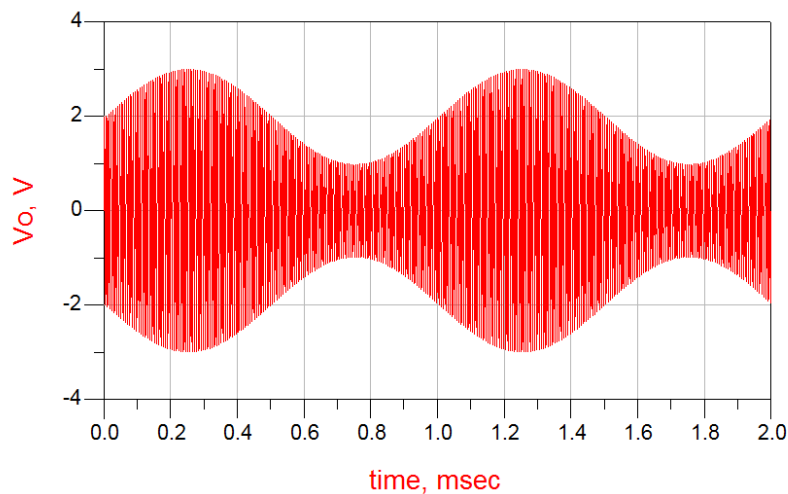


Quarta gràfica resultant (Fig. 3.2.4.9)

Cinquena gràfica resultant

En la següent gràfica (Fig. 3.2.4.10) es presenta el senyal de sortida del modulador. Es pot veure perfectament la modulació d'AM en que l'amplitud del senyal portador de 150kHz varia d'acord al nivell del to d'àudio de 1 kHz.

L'índex de modulació és del 50 %.

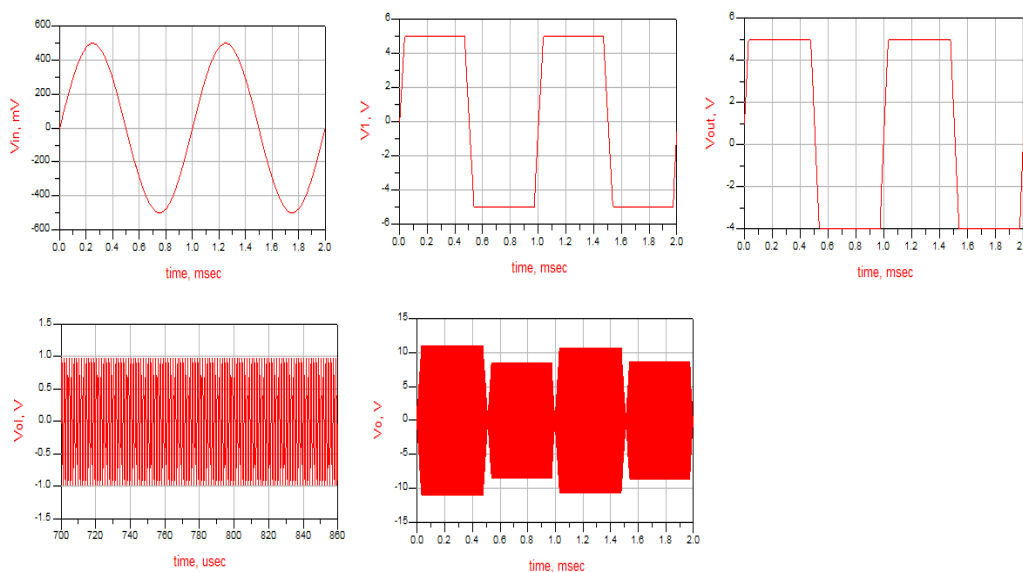


Cinquena gràfica resultant (Fig. 3.2.4.10)

A continuació es realitza una revisió de nivells en la cadena, tenint en compte que el senyal d'àudio que subministra el micròfon és 1Vpp, es a dir 500mV d'amplitud.

Gràfiques resultants

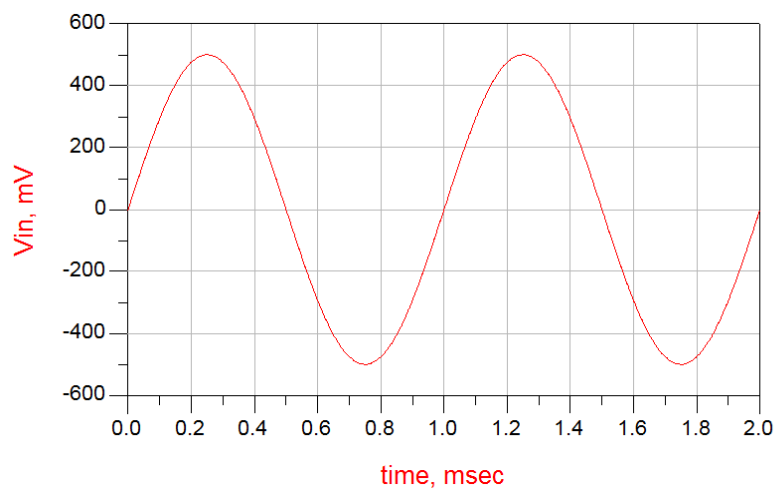
Els resultats són els mostrats en el conjunt de gràfiques de la Fig. 3.2.4.11:



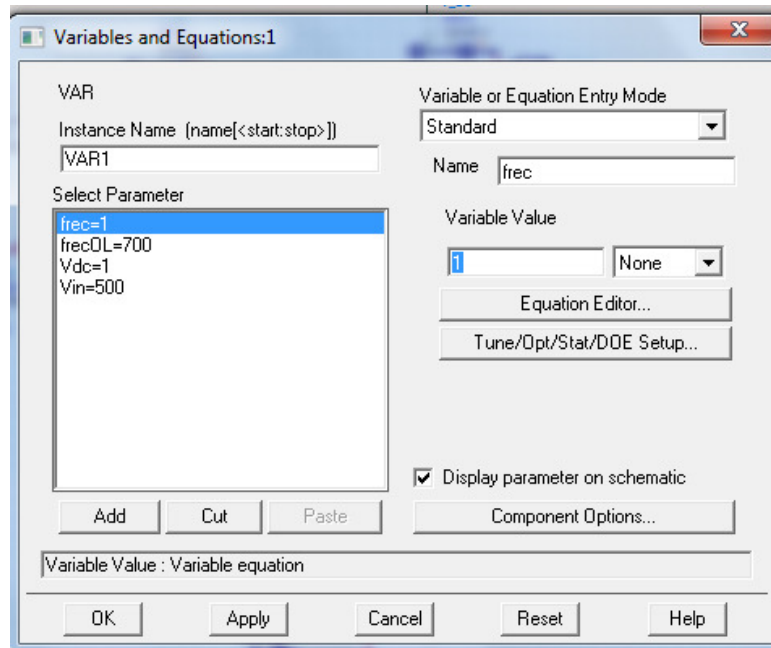
Gràfiques resultants de la simulació transitòria (Fig. 3.2.4.11)

Primera gràfica resultant

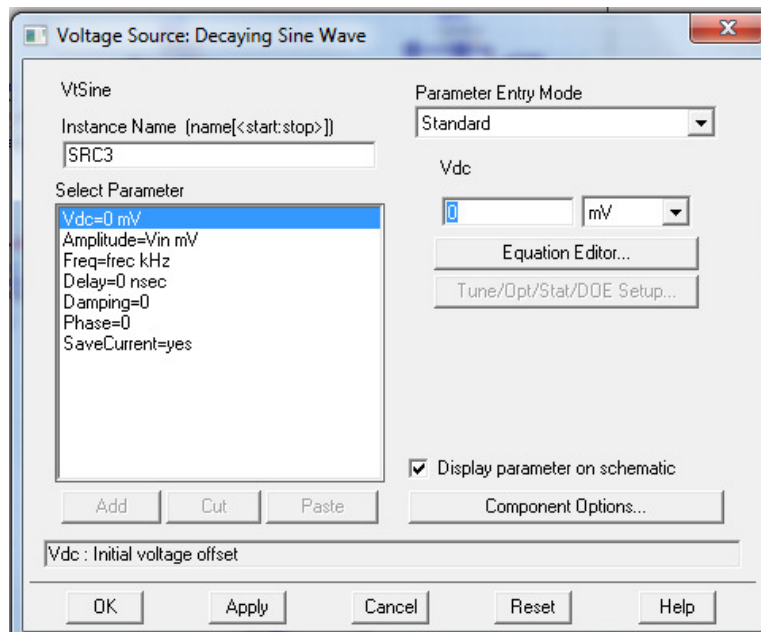
A la següent gràfica (Fig. 3.2.4.12), es pot veure la senyal d'entrada, que és un senyal sinusoidal d'amplitud 500mV i de freqüència 1KHz (Fig. 3.2.4.13; Fig. 3.2.4.14) per tal de simular l'excursió màxima del senyal d'àudio.



Primera gràfica resultant (Fig. 3.2.4.12)



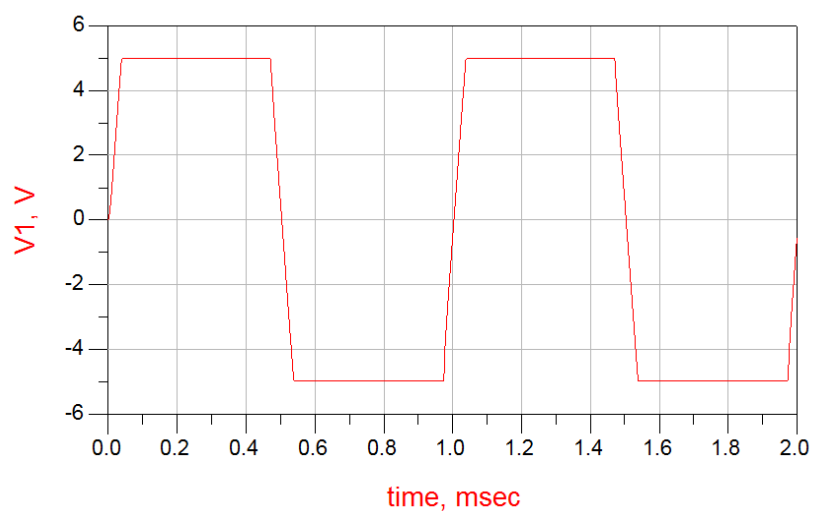
Variables utilitzades (Fig. 3.2.4.13)



Característiques de la font d'alimentació (Fig. 3.2.4.14)

Segona gràfica resultant

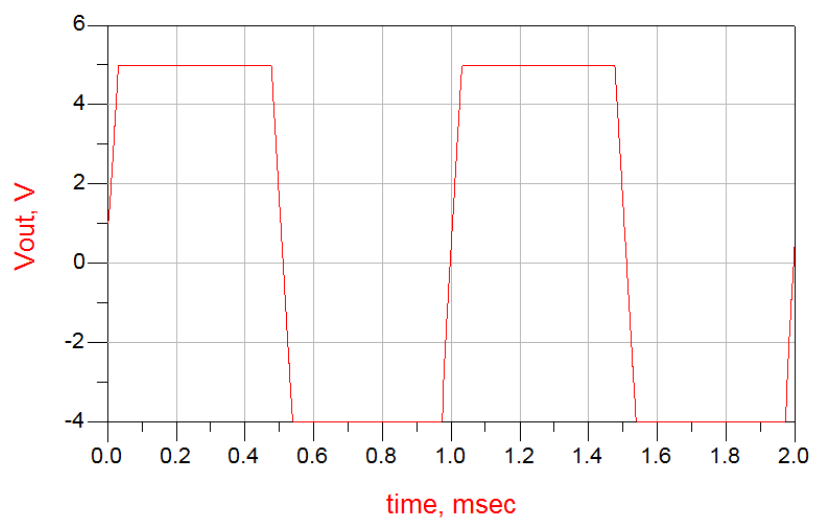
A la següent gràfica (Fig. 3.2.4.15), es pot veure que el voltatge de sortida del primer operacional OP1 queda retallat al saturar-se aquesta etapa. Efectivament una amplitud de 0,5V d'entrada i amplificada per un factor 51, donaria una amplitud de sortida de 25,5V; per tant l'amplitud queda limitada als valors d'alimentació de $\pm 5V$.



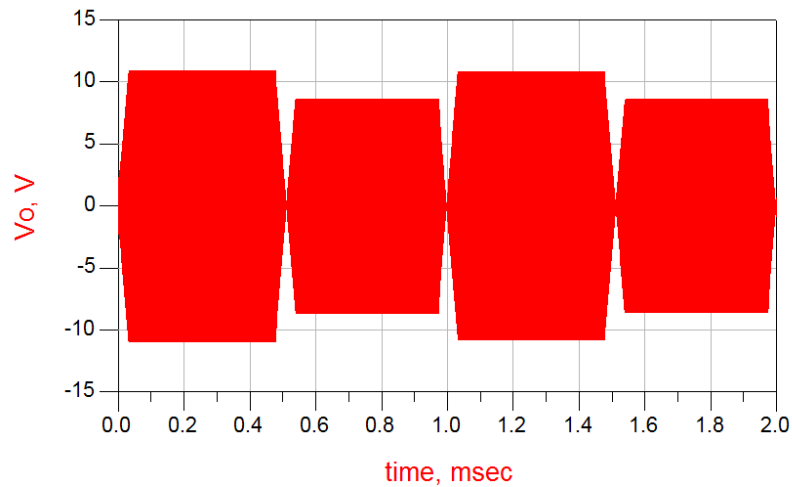
Segona gràfica resultant (Fig. 3.2.4.15)

Tercera i cinquena gràfiques resultants

A la tercera gràfica (Fig. 3.2.4.16), és veu el mateix senyal retallat i desplaçat 1V i finalment a la Fig. 3.2.4.17 és veu el senyal modulad.



Tercera gràfica resultant (Fig. 3.2.4.16)

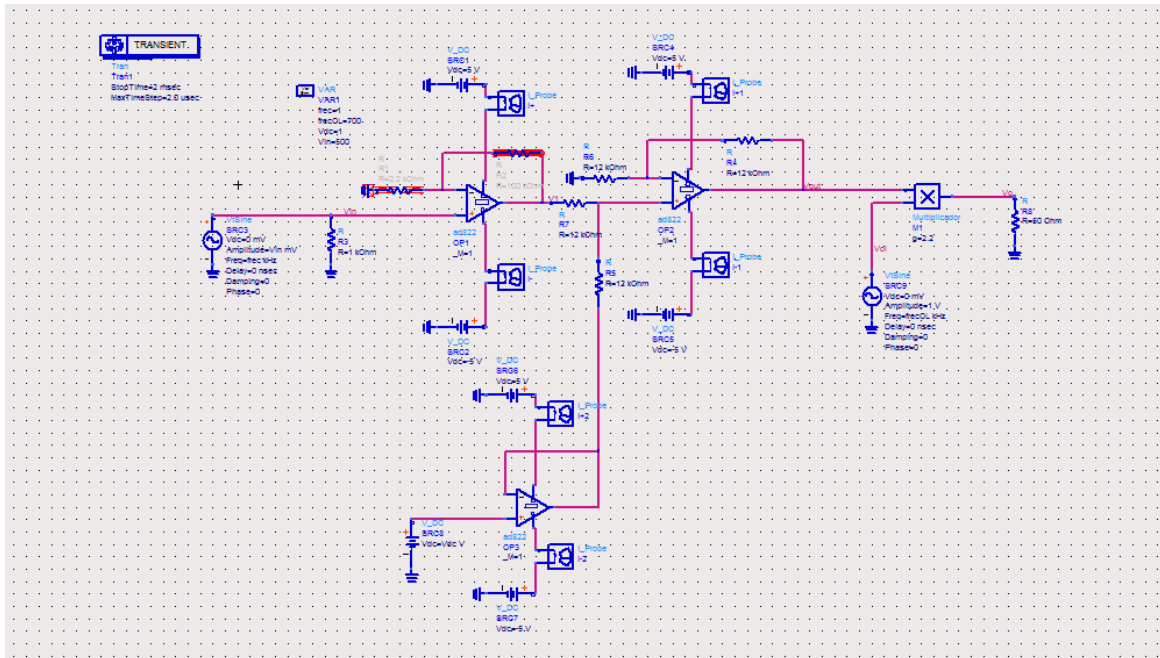


Cinquena gràfica resultant (Fig. 3.2.4.17)

Efectivament, la saturació de la primera etapa degut al alt nivell d'entrada procedent del micròfon, provoca una retallada de la tensió per saturació que es propaga a la resta de les etapes.

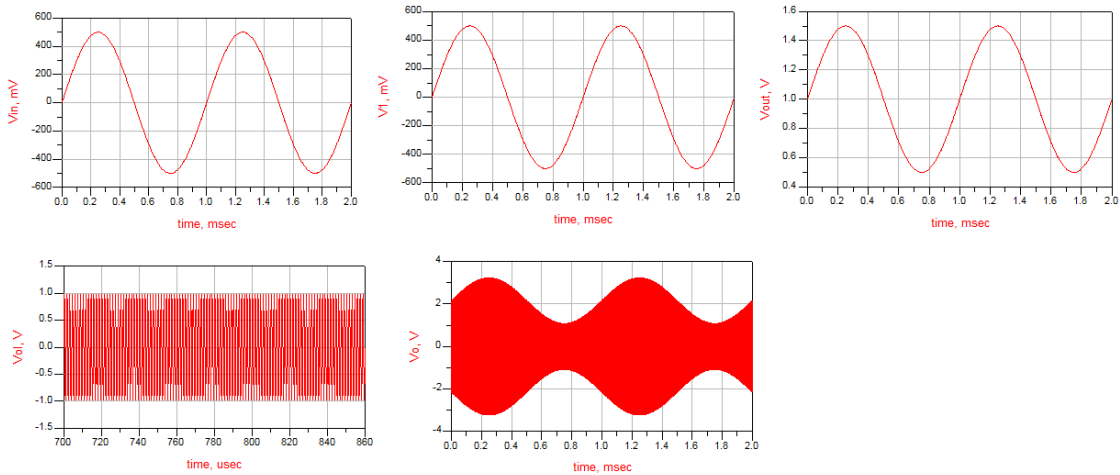
Per tal d'evitar aquest problema, evidentment s'ha de reduir el guany de l'etapa amplificadora que s'obté per deixar-lo a 1, tal i com es mostra en l'esquema de la Fig. 3.2.4.18, on s'elimina la resistència R1 que està connectada a massa i la resistència R2 passa a ser un curtcircuit 0Ω.

A la Fig. 3.2.4.19 és veuen en cinc gràfiques els resultats que en deriven d'aquesta modificació.



Reducció del guany de la 1ª etapa a 1 (Fig. 3.2.4.18)

Gràfiques resultants

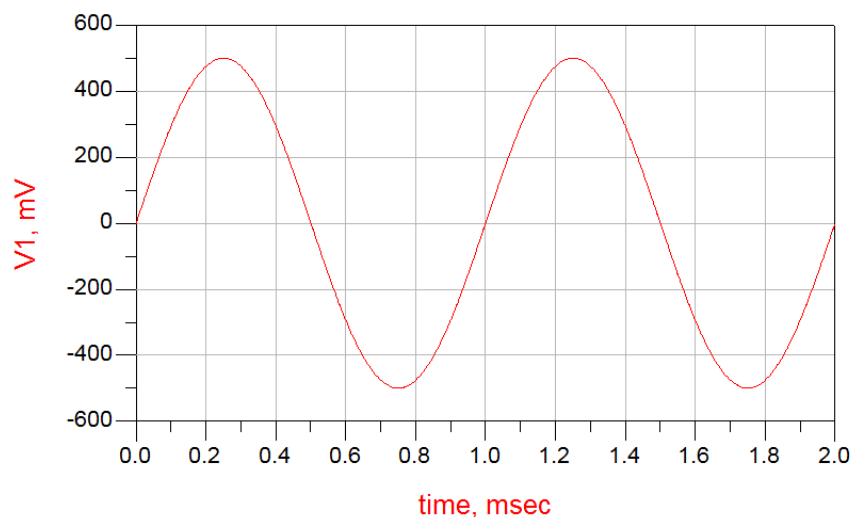


Gràfiques resultants de la simulació transitòria (Fig. 3.2.4.19)

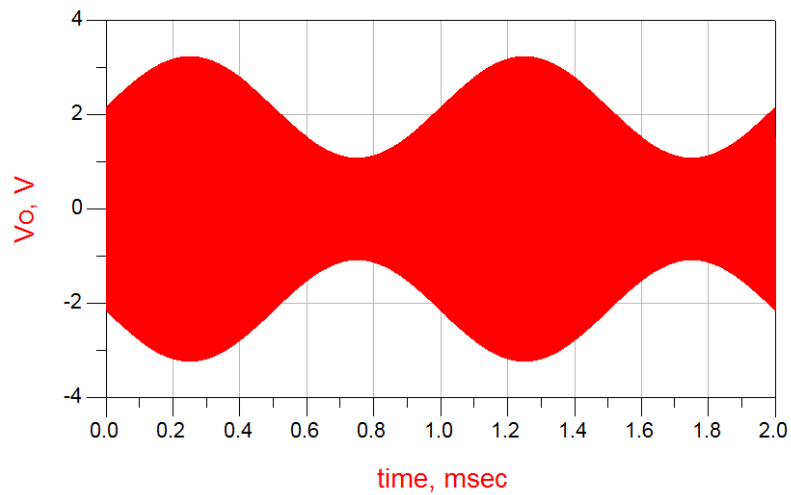
Segona i cinquena gràfiques resultants

A la segona i cinquena gràfiques (Fig. 3.2.4.20; Fig. 3.2.4.21), es veu com la senyal d'entrada de 500 mV i 1kHz (Fig. 3.2.4.22) no s'amplifica, passa amb la mateixa amplitud a la sortida de OP1, desapareixent l'efecte de la saturació.

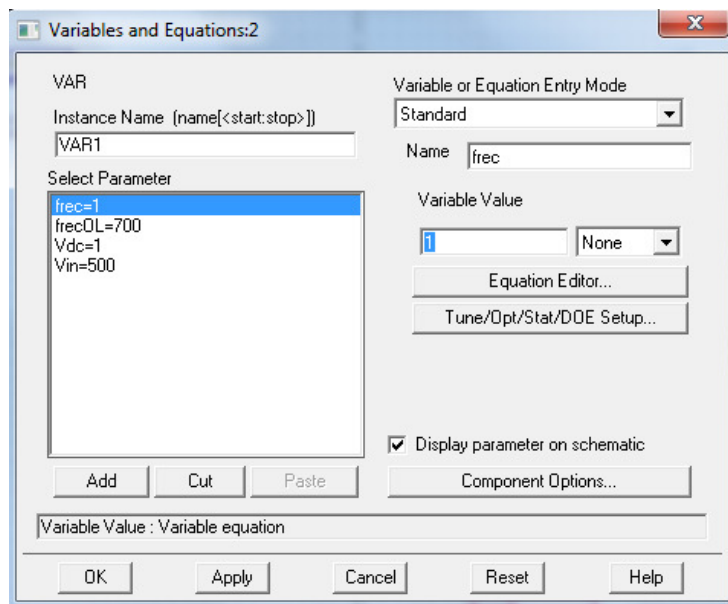
Aquesta etapa podria tenir una guany de 10 sense saturació, ja que el nivell màxim de sortida és 5V que correspon a la tensió d'alimentació.



Segona gràfica resultant (Fig. 3.2.4.20)



Cinquena gràfica resultant (Fig. 3.2.4.21)



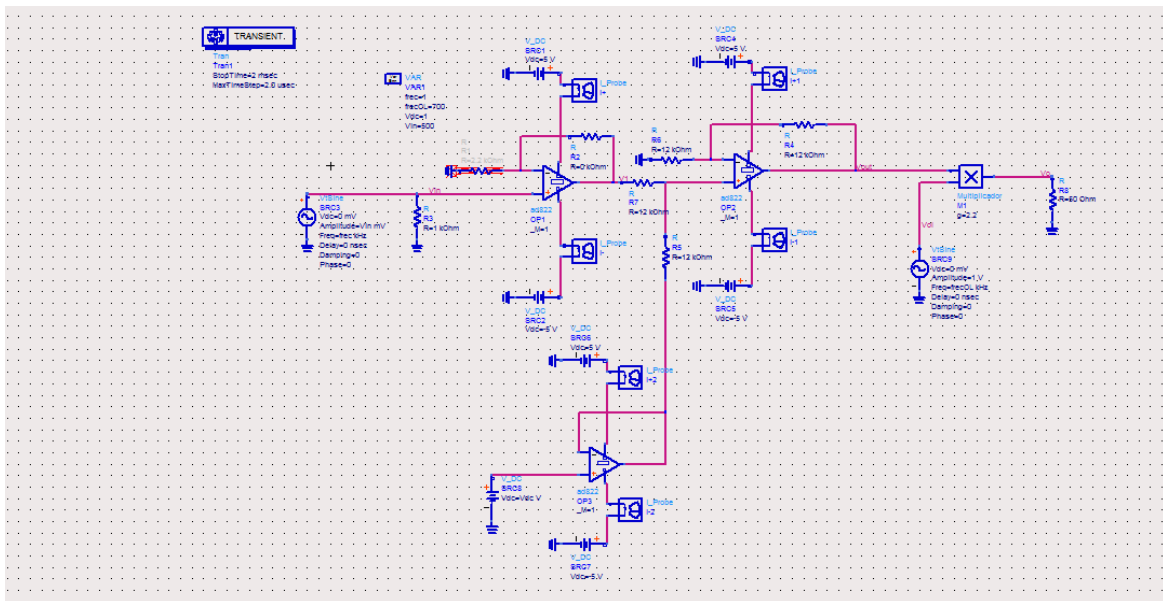
Variables utilitzades (Fig. 3.2.4.22)

3.2.5 SIMULACIÓ 1^a, 2^a i 3^a ETAPA (MODULADOR) AMB COMPONENTS REALS

Aquesta simulació és la mateixa que en l'apartat anterior, però amb els valors exactes pràctics de resistències i condensadors utilitzats.

El valor del guany passa de 2 a 2,2 ja que les resistències R_f i R_g varien (Vist a l'apartat 2.1.3 del disseny teòric del modulador).

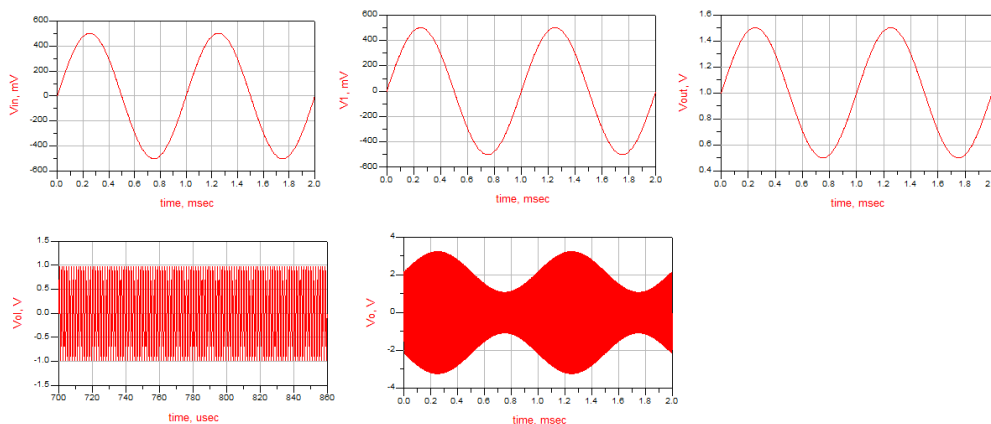
L'esquema de la simulació és el següent (Fig. 3.2.5.1):



1^a, 2^a i 3^a etapa simulació amb components reals (Fig. 3.2.5.1)

Gràfiques resultants

Els resultats de la simulació són els següents (Fig. 3.2.5.2):



Gràfiques resultants de la simulació transitòria (Fig. 3.2.5.2)

Per als resultats obtinguts (Fig. 3.2.5.2), es veu clarament que no hi ha diferències importants i el procés de modulació és correcta i per tant s'espera que el circuit funcioni bé a la pràctica.

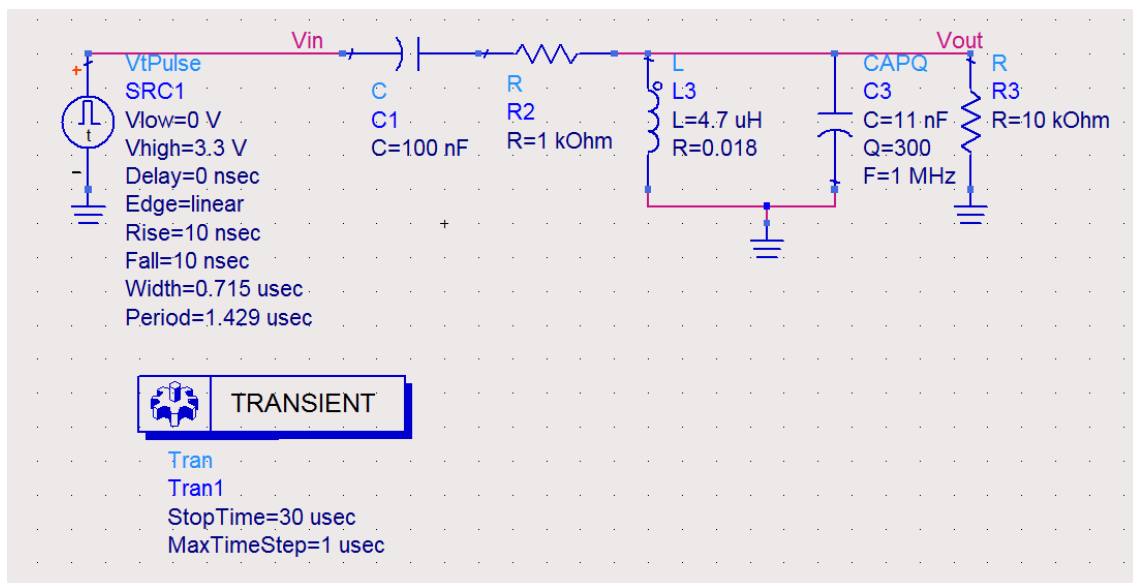
3.2.6 SIMULACIÓ OSCIL·LADOR

Anàlisi filtre passa banda de transformació del senyal quadrat a sinusoidal

Per realitzar aquest anàlisi, es genera un senyal quadrat de període $1,429 \mu s$ que correspon a una freqüència de $700 kHz$ tal i com es veu a la imatge (Fig. 3.2.6.1), representa l'oscil·lador. Aquest senyal quadrat s'aplica al filtre passa banda extret del "datasheet" de l'oscil·lador, presentat en l'apartat 2.5.2 (Oscil·lador utilitzat al circuit, configuracions i càlculs) i es presenta la tensió de sortida V_{out} en el mateix període de temps.

El filtre està format per un ressonador paral·lel format per $L3$ i $C3$. Aquests components estan modelitzats amb pèrdues; R de $L3$ representa la resistència equivalent sèrie i $C3$ aglutina les pèrdues amb un $Q=300$ a la freqüència de $1 MHz$.

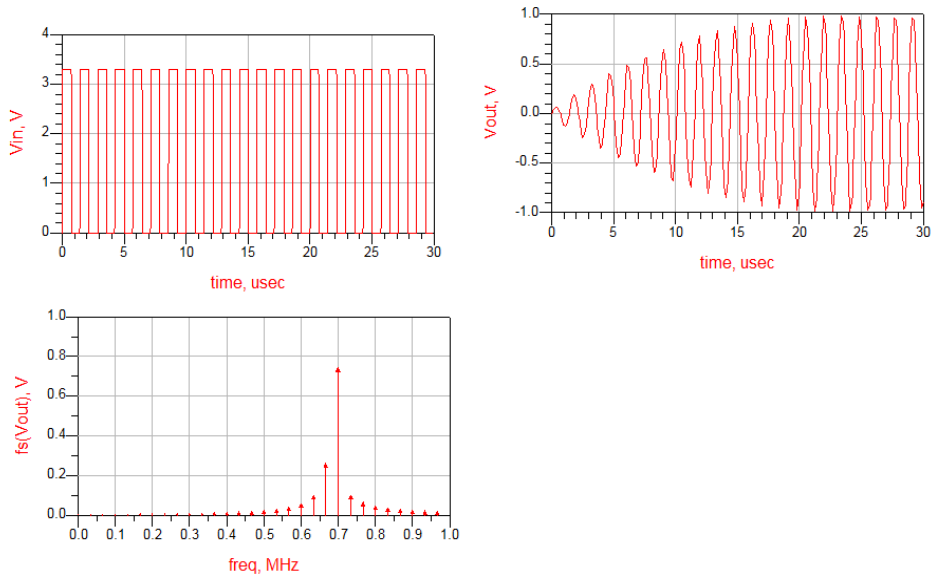
Esquema de la simulació (Fig. 3.2.6.1):



Oscil·lador + filtre passa banda simulació transitòria (Fig. 3.2.6.1)

Gràfiques resultants

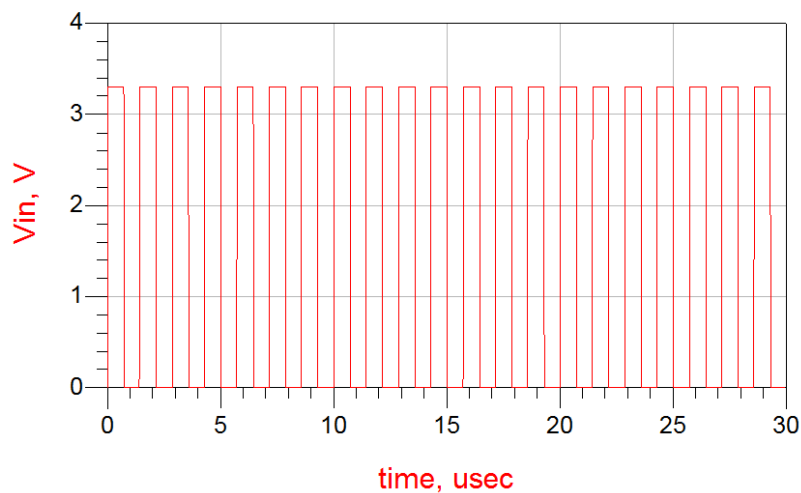
A continuació es veuen els resultats de la simulació (Fig. 3.2.6.2):



Gràfiques resultants de la simulació transitòria (Fig. 3.2.6.2)

Primera gràfica resultant

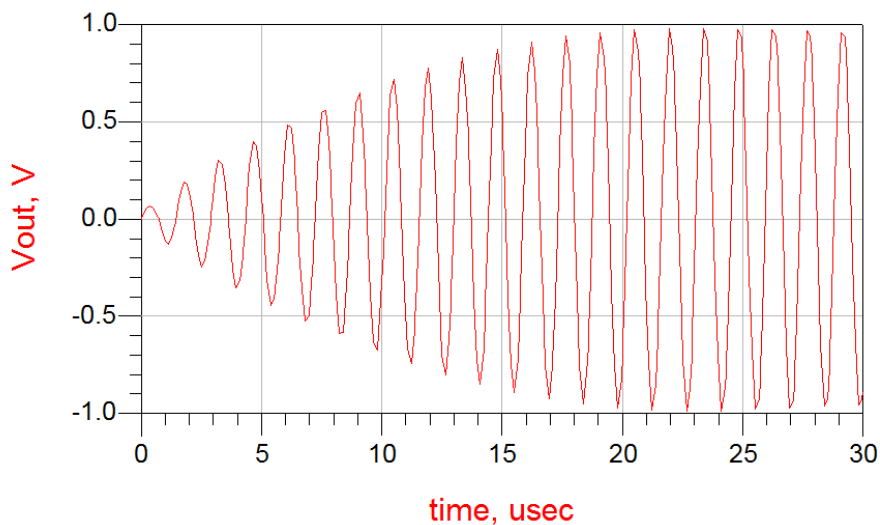
A la següent gràfica (Fig. 3.2.6.3), es pot veure la senyal quadrada a 700 *Khz*, que representa el quadrat de sortida de l'oscil·lador. Es un senyal que salta de 0 a 3,3V.



Primera gràfica resultant (Fig. 3.2.6.3)

Segona gràfica resultant

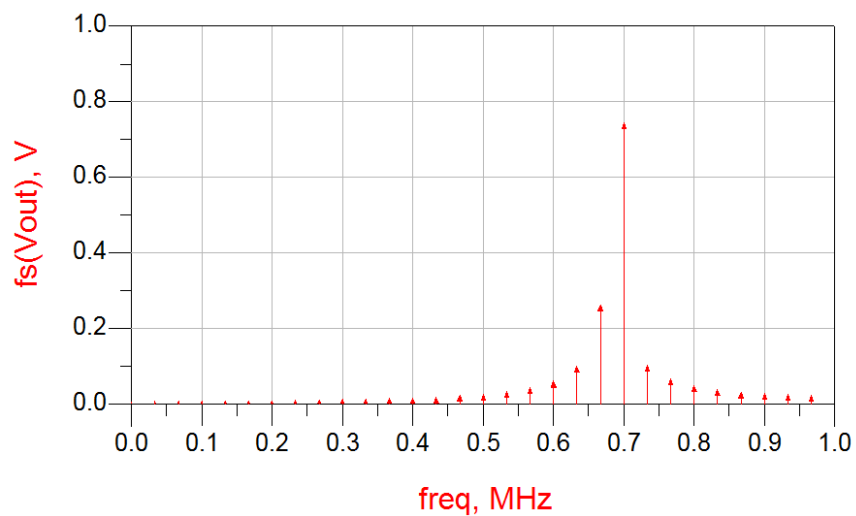
A la següent gràfica (Fig. 3.2.6.4), es presenta la tensió de sortida del filtre passa banda, en que hi ha un transitori d'arrencada que dura uns 20us i que després s'obté un senyal sinusoidal perfecte d'amplitud pràcticament de 1V.



Segona gràfica resultant (Fig. 3.2.6.4)

Tercera gràfica resultant

Aquesta gràfica (Fig. 3.2.6.5), es la representació de l'espectre del senyal V_{out} . Es pot comprovar que la freqüència és 700kHz.

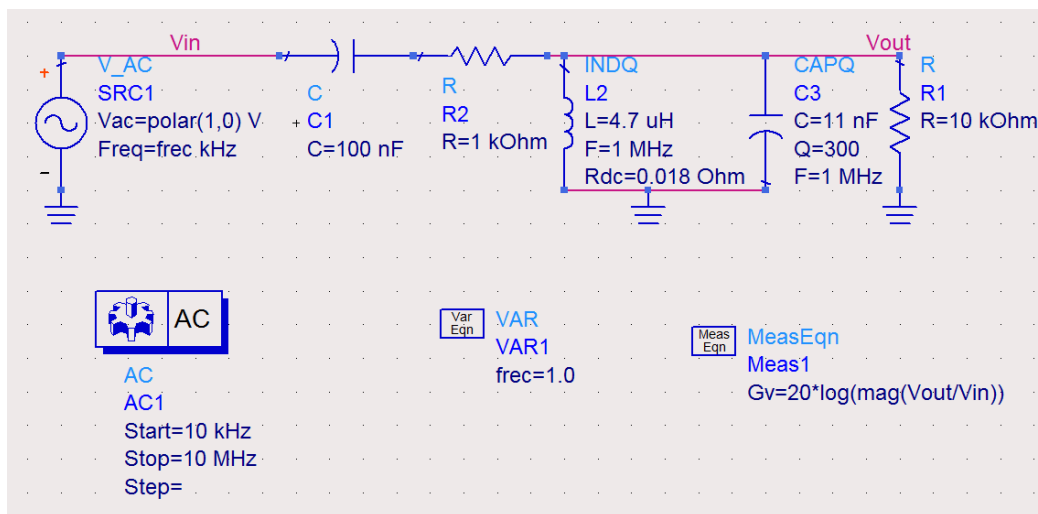


Tercera gràfica resultant (Fig. 3.2.6.5)

Anàlisi freqüencial

Per realitzar aquest anàlisi s'utilitza una simulació AC. S'aplica una font de tensió alterna d'1V i es fa un escanament de freqüències de 10kHz a 10MHz tal i com es veu en l'esquema de la imatge (Fig. 3.2.6.6).

"Gv" és l'equació que calcula la funció de transferència ($\frac{V_{out}}{V_{in}}$) en dB.

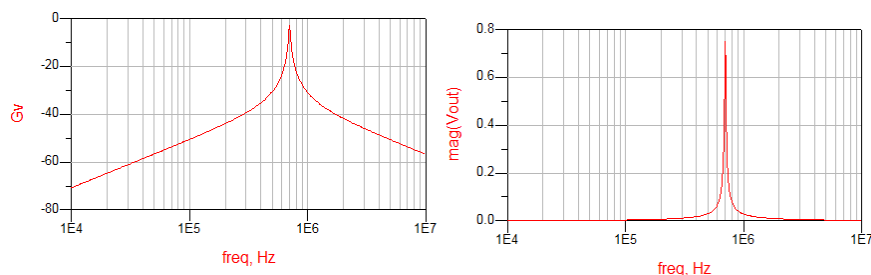


Oscil·lador + filtre passa banda simulació AC (Fig. 3.2.6.6)

Gràfiques resultants

A continuació es presenten els resultats (Fig. 3.2.6.7), on en el primer gràfic (esquerra) tenim la funció de transferència en dB i en escala logarítmica respecte la freqüència. Es veu com el punt de mínima atenuació està a 700 KHz .

Al segon gràfic (dreta), es pot veure la magnitud de la funció de transferència respecte a la freqüència



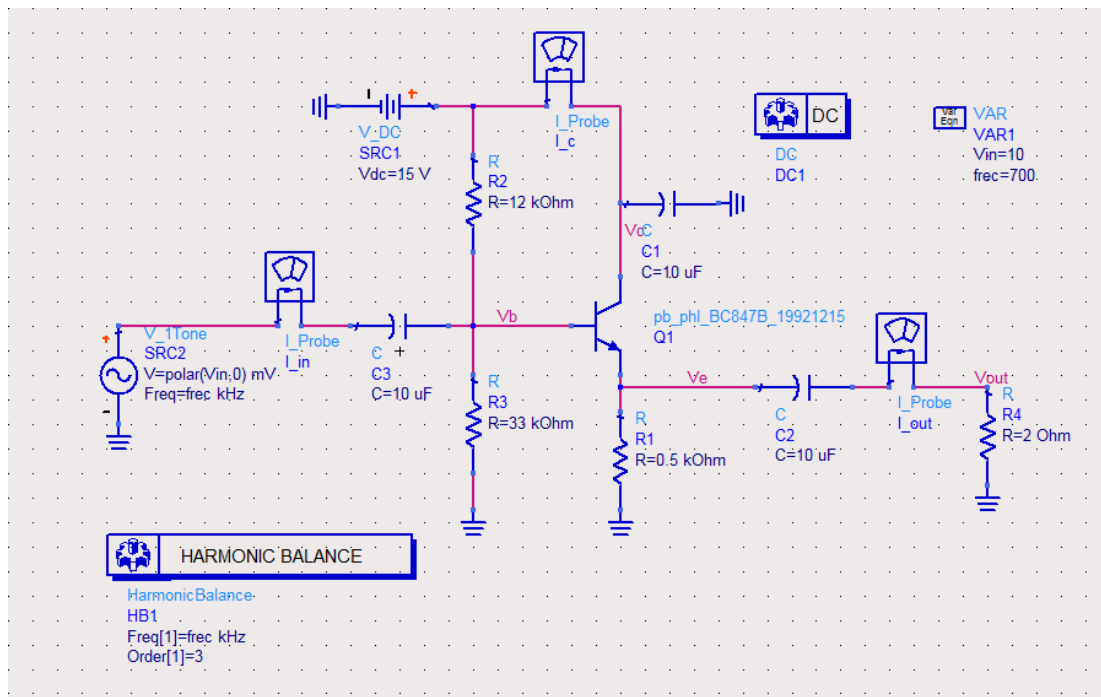
Gràfiques resultants de la simulació AC (Fig. 3.2.6.7)

3.2.7 SIMULACIÓ TRANSISTOR SEGUIDOR

És l'etapa final de la cadena moduladora. L'esquema es presenta en la Fig. 3.2.7.1 on es pot veure que està formada per un transistor seguidor Q1. Per realitzar l'anàlisi freqüencial s'excita l'etapa amb una font sinusoidal de 10 mV i una freqüència de 700 KHz .

Els condensadors C3 i C2 són condensadors de desacoblament que tallen el pas de tensió continua. C1 posa a massa en senyal, el col·lector del transistor, evitant realimentació a través de la font d'alimentació.

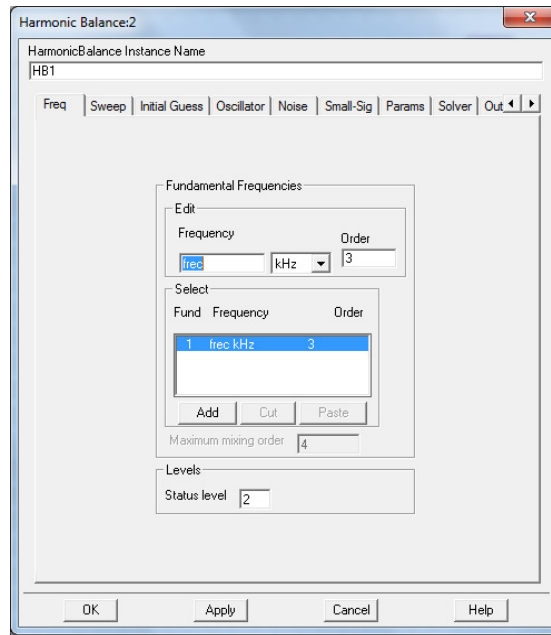
Les resistències R2, R3 i R1 tenen les funcions de fixar el punt de polarització I_c en contínua i la tensió col·lector-emissor (V_{ce}). També tenen la funció de fixar la impedància d'entrada a un valor alt.



Etapa final (transistor seguidor) simulació DC (Fig. 3.2.7.1)

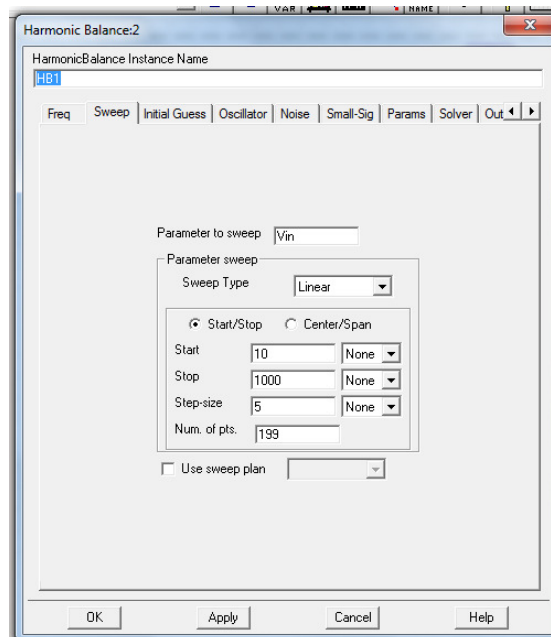
Configuració de “l’Harmonic Balance”

A la següent imatge (Fig. 3.2.7.2) es pot veure com s'estableix una freqüència d'anàlisi (freq=700kHz) amb un ordre 3 d'harmònics. Ja que és el mínim ordre per poder veure bé les gràfiques de compressió (Fig. 3.2.7.5).



Freqüència i ordre d'harmònics (Fig. 3.2.7.2)

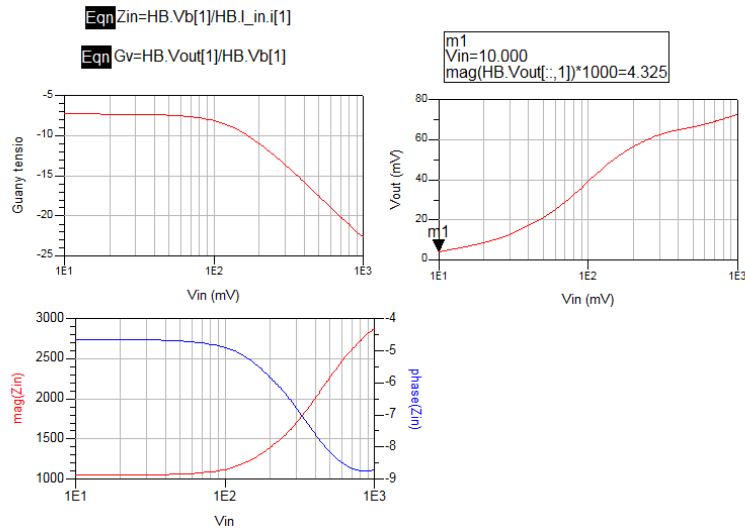
A la següent imatge (Fig. 3.2.7.3), es pot veure com es configura el programa per fer un escobrat lineal de voltatges que va de 10mV a 1000mV en salts de 5.



Escobrat de voltatges (Fig. 3.2.7.3)

Gràfiques resultants

A la següent imatge (Fig. 3.2.7.4), es poden veure els resultats de la simulació. Per tal de poder explicar cada gràfica detalladament a continuació es mostraran les gràfiques separades i degudament explicades.



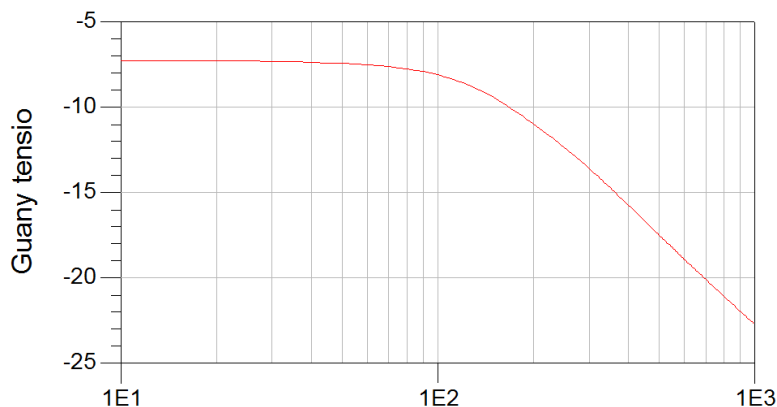
Gràfiques resultants de la simulació DC (Fig. 3.2.7.4)

Primera gràfica resultant

A la següent gràfica (Fig. 3.2.7.5), es pot veure el guany de tensió (Gv) en dB's respecte la tensió d'entrada (Vin).

És el resultat de dividir el voltatge de sortida per el d'entrada. Tal i com es veu a la següent equació: $Gv = HB.Vout[1] / HB.Vb[1]$

Podem veure com al augmentar la tensió d'entrada, el guany de -7dB ($Gv < 1$, vist a l'apartat 2.6 del disseny teòric) es manté fins als 100mV, en que comença a decaure a causa de la saturació del transistor.



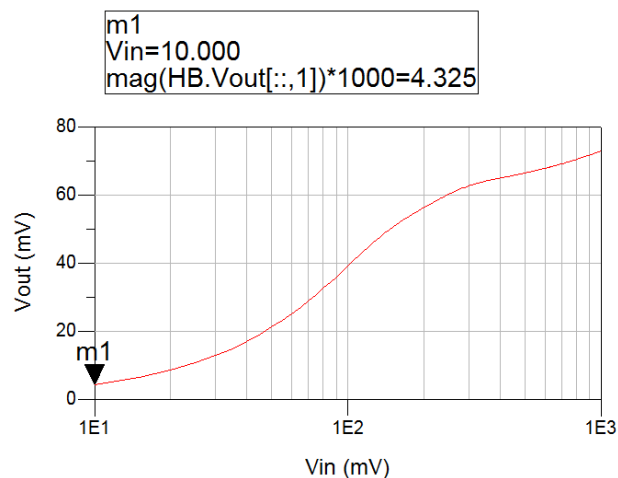
Primera gràfica resultant (Fig. 3.2.7.5)

Segona gràfica resultant

A la següent gràfica (Fig. 3.2.7.6), es pot veure l'evolució de la tensió de sortida al augmentar la tensió d'entrada.

A partir dels 200mV d'entrada la tensió de sortida augmenta molt lentament per el fet d'estar en la zona de saturació.

El marcador m1 permet veure que per a un voltatge d'entrada de 10mV la sortida serà de 4,325mV.

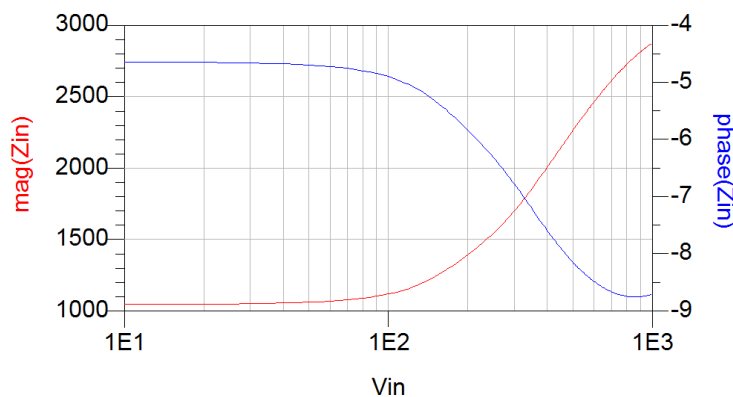


Segona gràfica resultant (Fig. 3.2.7.6)

Tercera gràfica resultant

A la següent gràfica (Fig. 3.2.7.7), es pot veure la magnitud i la fase de la impedància d'entrada al augmentar la tensió d'entrada.

És el resultat de dividir el voltatge d'entrada per la intensitat d'entrada, tal i com es veu a la següent equació: $Z_{in} = HB.Vb[1] / HB.I_in.i[1]$.



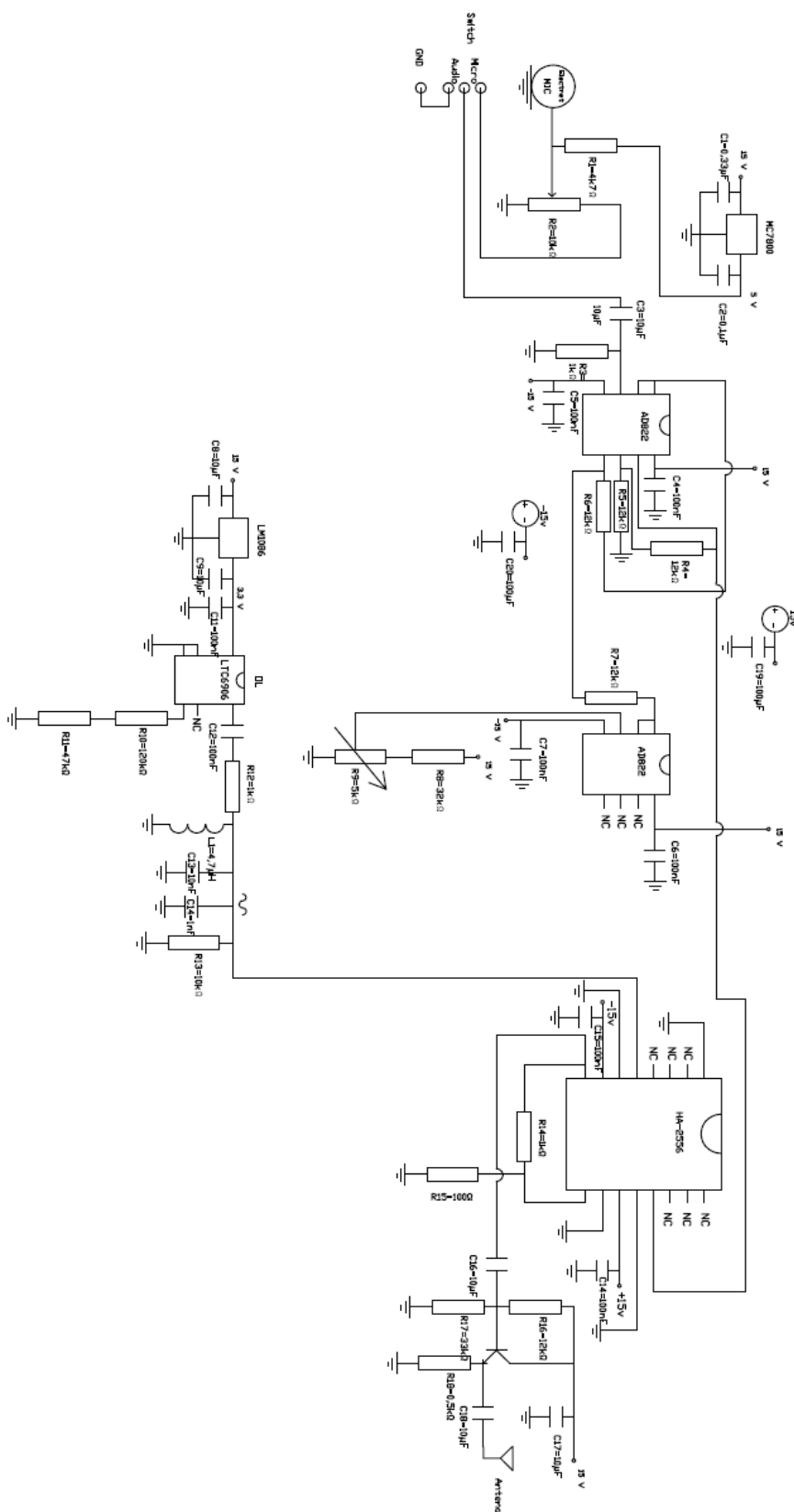
Tercera gràfica resultant (Fig. 3.2.7.7)

La gràfica mostra una impedància d'entrada molt alta, mòdul 2K7 amb un petita reactància capacitiva.

4 DISSENY PRÀCTIC DEL CIRCUIT I RESULTATS FINALS

4.1 Esquema pràctic del circuit

A l'esquema de la següent pàgina (Fig.4.1.1), es pot veure com es posen condensadors de desacoblament (C19,C20) just a les entrades d'alimentació del circuit per derivar l'alterna a massa i així impedir realimentacions no desitjades a través de les línies d'alimentació. També es posen condensadors de desacoblament a les entrades d'alimentació del modulador (C14,C15), del transistor (C17), de l'oscil·lador (C11), dels operacionals(C4,C5,C6,C7) i a l'entrada i sortida dels reguladors de tensió (C1,C2,C8,C9).



Esquema global pràctic del circuit (Fig. 4.1.1)

4.2 Llistat de material

A partir de l'esquema s'elabora el llistat de material:

MATERIAL

Resistències	Quantitat
1/4 de watt	
12k	5
4k7	1
33k	2
0,5k	1
10k	1
120k	1
1k	2
100	1

Reguladors de tensió fixe	Quantitat
LM1086 3,3v	1
MC7800 5v	1

Bobines	Quantitat
4,7 μ H	1

Switch	Quantitat
Switch axial	1

Components químics	Quantitat
Revelador	1
Atacador	1

Resistències variables	Quantitat
10k	1
47k	1
5k	1

Condensadors	Quantitat	
100 μ f/24v	2	Electrolítics
10 μ f/24v	6	Electrolítics
0,33 μ f/24v	1	Electrolítics
1nf/10v	1	Ceràmics
10nf/10v	1	Ceràmics
100nf/24v	8	Ceràmics

Regletes	Quantitat
Regleta de 2 entrades	2
Regleta de 3 entrades	1

Placa	Quantitat
Placa doble cara positiva	1

Integrats	Quantitat
Multiplicador analògic HA-2556	1
Operacionals Rf AD822	2
Oscil·lador LTC6906	1

4.3 Circuit imprès i impressió dels fotolits

4.3.1 DISSENY DEL CIRCUIT IMPRÈS

És un circuit de doble cara de substrat FR4.

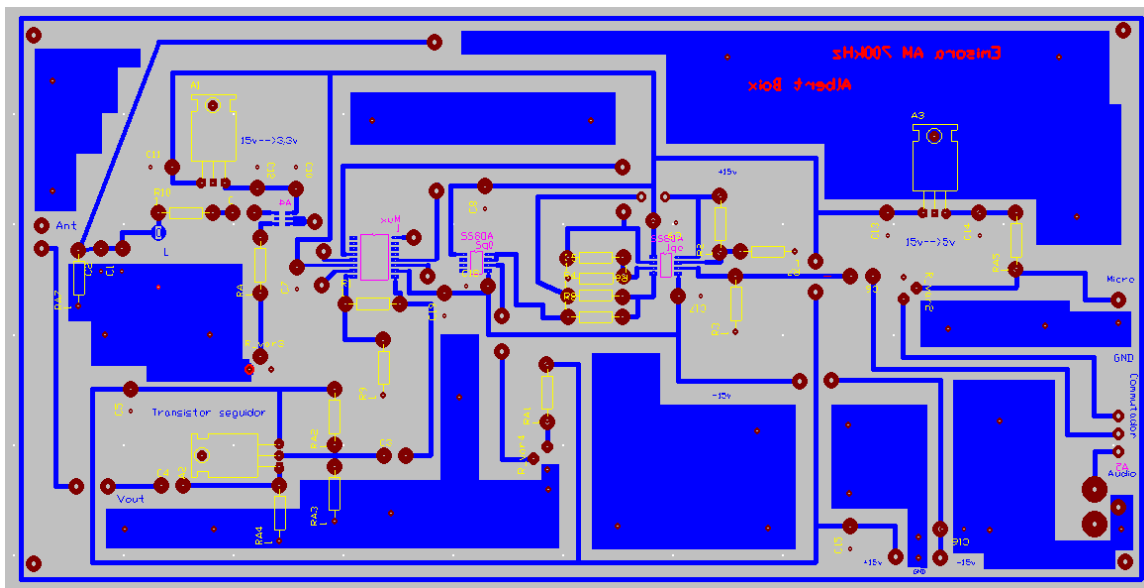
A la cara superior es col·loquen tots els components convencionals i es crea un pla de massa.

A la cara inferior es col·loquen els components "SMD" (Surface Mounting Device). Les zones buides, es deixen com a plans de massa connectats amb el pla de massa de la cara superior.

Això es fa perquè la placa sigui més homogènia i per tant es pugui revelar millor.

El circuit imprès es dissenya mitjançant el programa "trax Maker".

A la següent imatge extreta del programa "trax Maker" (Fig. 4.3.1.1), es pot veure el circuit resultant, on les dues cares estan superposades:



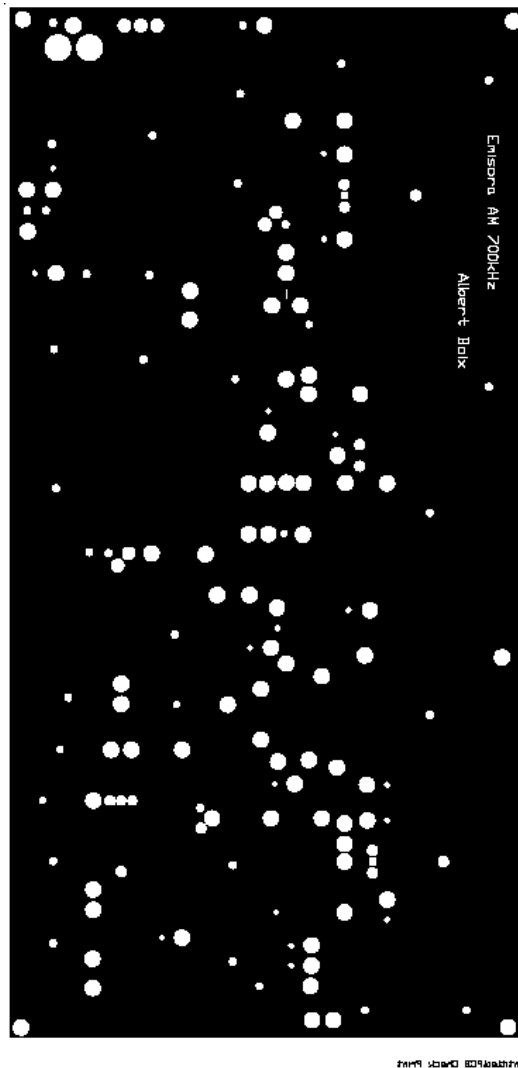
Circuit doble cara extret del programa "trax Maker" (Fig. 4.3.1.1)

4.3.2 EXTRACCIÓ DELS FOTOLITS

Un cop realitzat el disseny del circuit imprès, es procedeix a generar els fotolits amb format pdf per posteriorment portar-los a imprimir amb paper transparent a una copisteria.

Fotolit de la cara superior

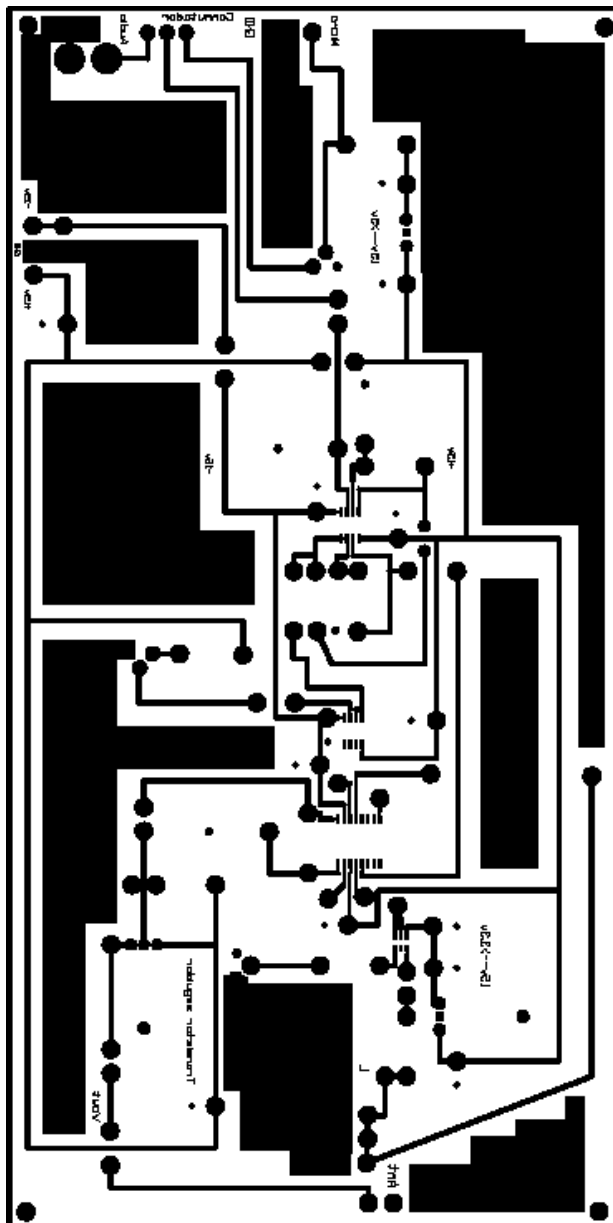
En el fotolit de la cara superior de la placa (Fig. 4.3.2.1), es pot veure com tot és pla de massa menys les “vies” definides pel programa (cercles sense coure que permeten connectar la part superior amb l’inferior de la placa). Els cercles més grans són per el traspàs de components convencionals, i els petits per els trasllats de massa entre cares.



Fotolit de la cara superior (Fig. 4.3.2.1)

Fotolit de la cara inferior

En el fotolit de la cara inferior de la placa (Fig. 4.3.2.2), es poden veure les diferents pistes del circuit. Es poden veure “vies” més grans que pertoquen a la connexió de components convencionals i “vies” més petites referents a connexions a la massa de la cara superior.



Fotolit de la cara inferior (Fig. 4.3.2.2)

4.4 Procés de fabricació

4.4.1 CREACIÓ DEL CIRCUIT IMPRÈS

La placa utilitzada, és una placa que conté resina positiva en les dues cares. Gràcies a aquesta resina, a les parts on toqui la llum ultraviolada marxarà el coure després dels tres processos comentats a continuació.

Procés d'insolació

S'ajunten els dos fotolits fent coincidir les dos cares i es situa la placa de doble cara positiva al centre. Es posa dins l'insoladora amb un vidre a sobre per aplanar els fotolits sobre la placa i es deixa uns tres minuts i mig a l'insoladora.

Procés de revelatge

Un cop acabat el procés d'insolació, es posa la placa dins una cubeta on prèviament s'havia barrejat la base reveladora amb aigua. S'anirà mirant la placa fins que es pugui apreciar clarament el circuit dibuixat a la placa, gràcies a que el revelador fa marxar la resina de les zones on la llum ultraviolada havia tocat en el procés d'insolació.

Procés d'atac

En aquest últim procés de la creació de la placa, s'introduirà la placa dins una cubeta on prèviament s'havia realitzat la barreja per aconseguir l'àcid que dissoldrà el coure de les zones sense resina protectora.

4.4.2 REALITZACIÓ DELS FORATS

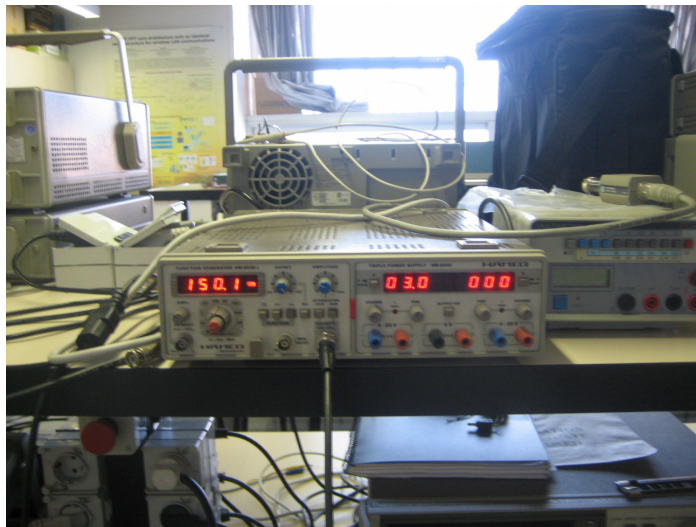
Un cop obtingut el circuit imprès, es procedeix a fer els forats:

- Forats de 0,8 i 1 mm per la connexió de components.
- Forats de 1,5mm per la connexió de les regletes.
- Forats de 3mm per els suports.

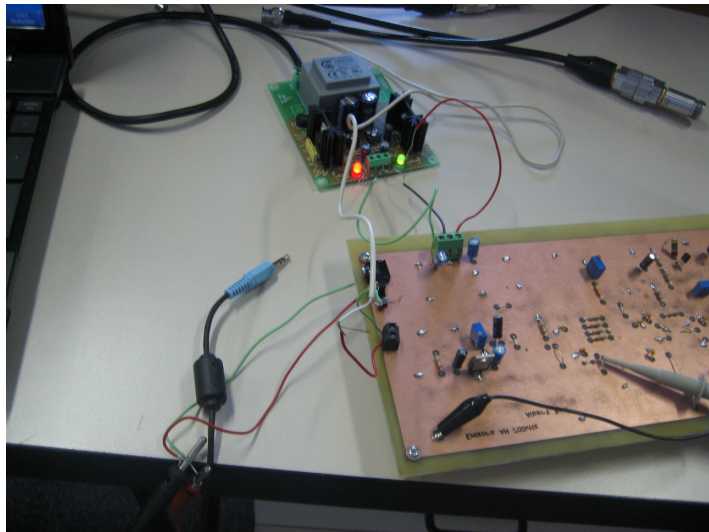
4.5 Comprovacions i mesures finals.

4.5.1 SENYAL D'ENTRADA

Es genera una senyal de 150Hz per simular la veu (Fig. 4.5.1.1) i s'introdueix a la placa mitjançant uns filaments de prova, tal i com es veu a la imatge (Fig. 4.5.1.2).



Generador de senyal generant una senyal de 150Hz (Fig. 4.5.1.1)



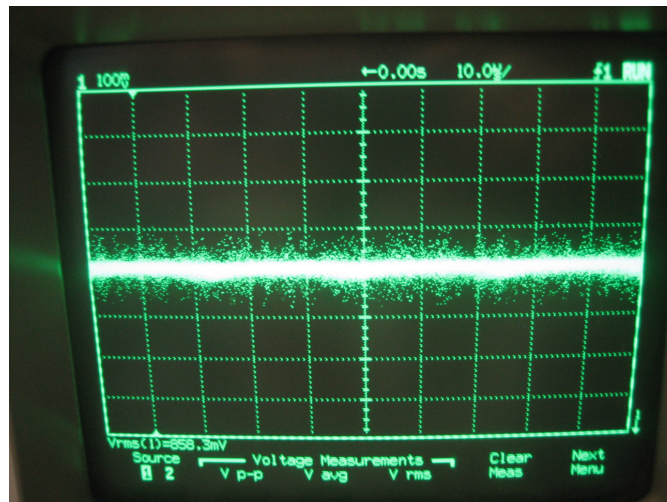
Introducció senyal d'entrada a la placa mitjançant filaments de prova (Fig. 4.5.1.2)

4.5.2 SUMA DEL SENYAL D'ENTRADA AMB LA CONTÍNUA

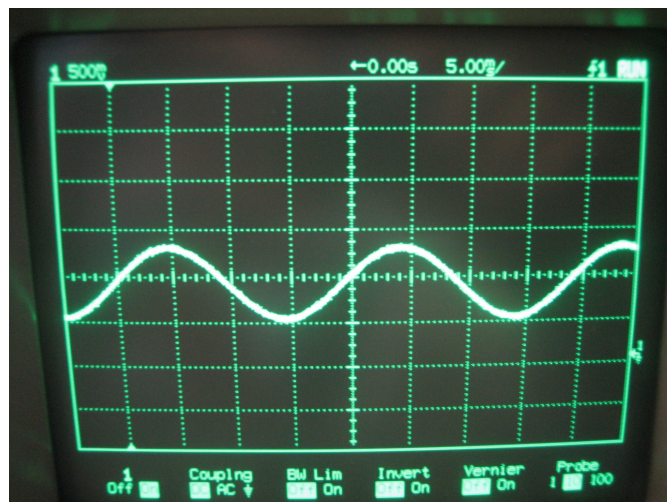
Una vegada realitzades les connexions, es punxa amb l'oscil·loscopi a la sortida de l'operacional seguidor que fa de "buffer", per poder veure la tensió contínua que es sumarà a la senyal d'àudio, com ja s'havia explicat a l'apartat 2.4.3 del disseny teòric .

En el nostre cas, el senyal continu que s'introdueix és de $858,3\text{ mV}$ com es pot veure a l'oscil·loscopi (Fig. 4.5.2.1).

Per veure amb més claredat que la marca de terra queda uns $858,3\text{ mV}$ per sota, es pot veure la imatge de l'oscil·loscopi (Fig. 4.5.2.2). En aquest cas per a una senyal d'entrada de 50 Hz .



Senyal continu (Fig. 4.5.2.1)

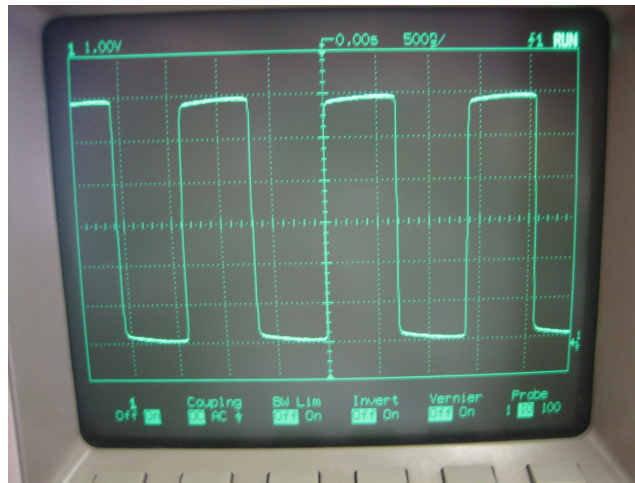


Suma del senyal d'entrada amb la contínua (Fig. 4.5.2.2)

4.5.3 OSCIL·LADOR

Senyal a la sortida de l'oscil·lador

A la següent imatge (Fig. 4.5.3.1), es pot veure la senyal quadrada a la sortida de l'oscil·lador amb una escala de temps de 500ns/div.

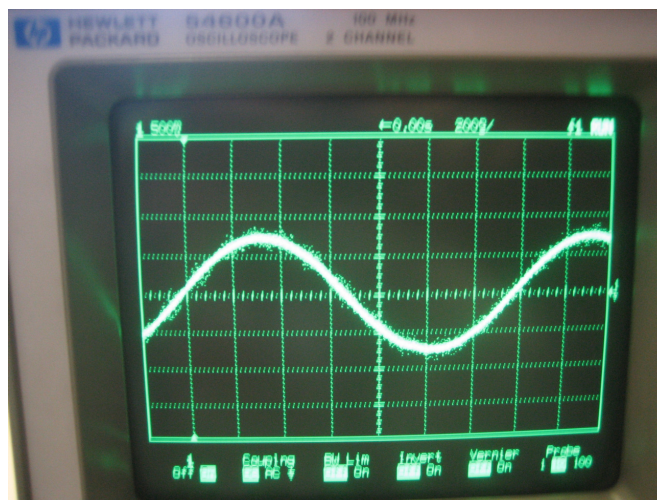


Senyal quadrada a la sortida de l'oscil·lador (Fig. 4.5.3.1)

Senyal a la sortida del filtre pas banda

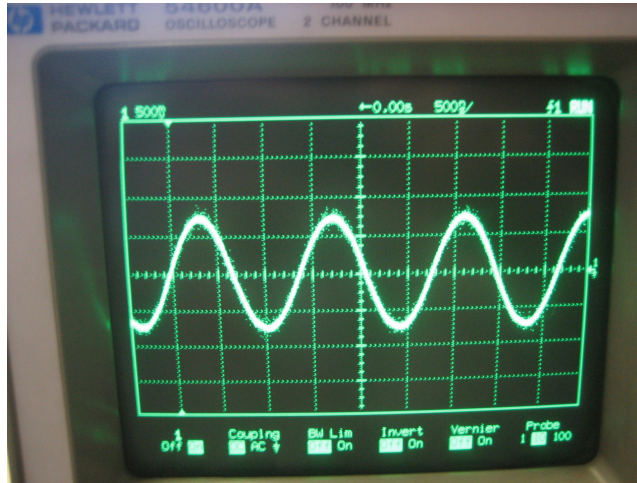
A les següents imatges (Fig. 4.5.3.2; Fig. 4.5.3.3), es pot veure la senyal sinusoidal a la sortida del filtre del circuit de l'oscil·lador. Es veu com al eliminar els harmònics, s'aconsegueix una senyal sinusoidal perfecte.

Escala de 200 ns / div



Senyal sinusoidal a la sortida del filtre pas banda (Fig. 4.5.3.2)

Escala de 500 ns / div



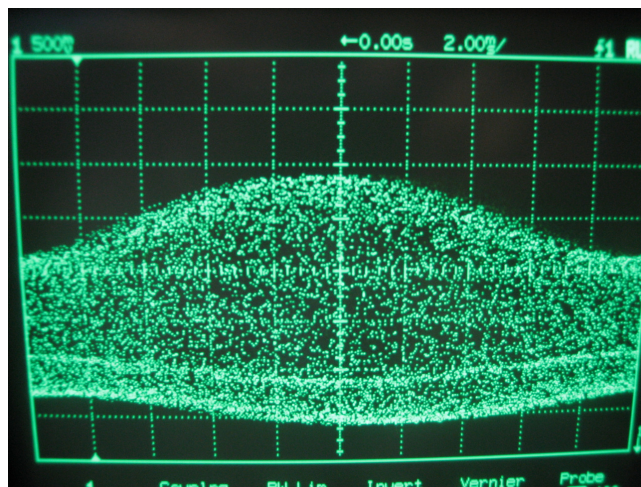
Senyal sinusoidal a la sortida del filtre pas banda (Fig. 4.5.3.3)

4.5.4 MODULADOR

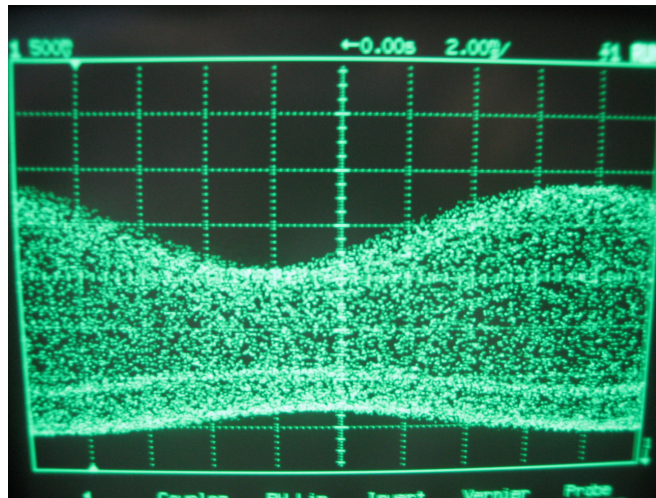
A les següents imatges, es pot veure el senyal modulat a la sortida del modulador . Es presenta el senyal respecte el temps, mitjançant l'oscil·loscopi i el seu espectre en un analitzador d'espectres.

Mesures respecte el temps (oscil·loscopi)

A les següents imatges es veu la modulació del senyal d'àudio (Fig. 4.5.4.1; Fig. 4.5.4.2). I també es pot veure la freqüència central i les dues envoltants. Tot i que l'envoltant superior es veu més definida que la inferior.



Modulació del senyal d'àudio (Fig. 4.5.4.1)

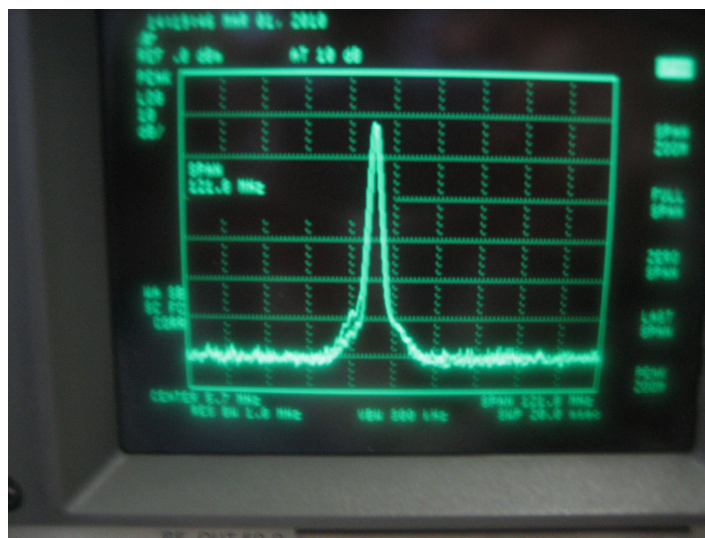


Modulació del senyal d'àudio (Fig. 4.5.4.2)

Espectre del senyal (Analitzador d'espectres)

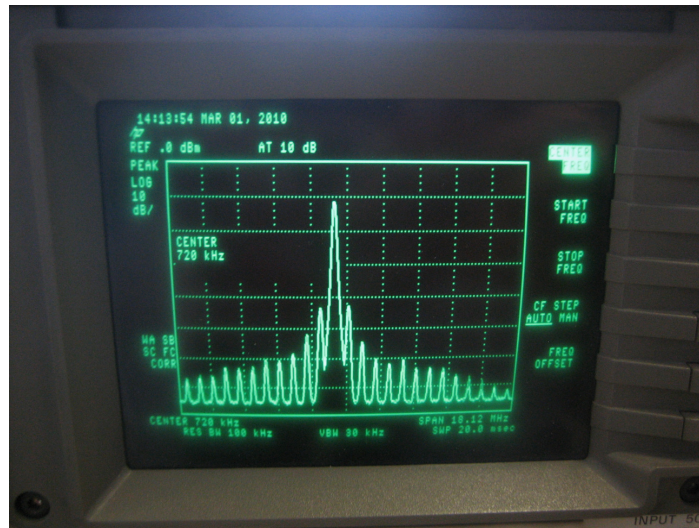
Mitjançant l'analitzador d'espectre es pot veure la freqüència del senyal portador i les dues bandes laterals.

A la primera imatge (Fig. 4.5.4.3), es veu amb claredat la freqüència principal.



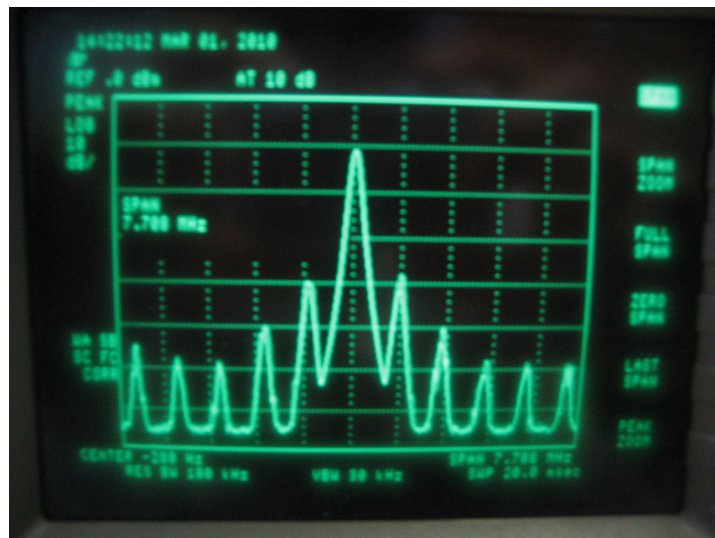
Freqüència principal a l'analitzador d'espectres (Fig. 4.5.4.3)

Si ampliem la imatge (Fig. 4.5.4.4), es veu com despunten les dues bandes laterals de modulació .



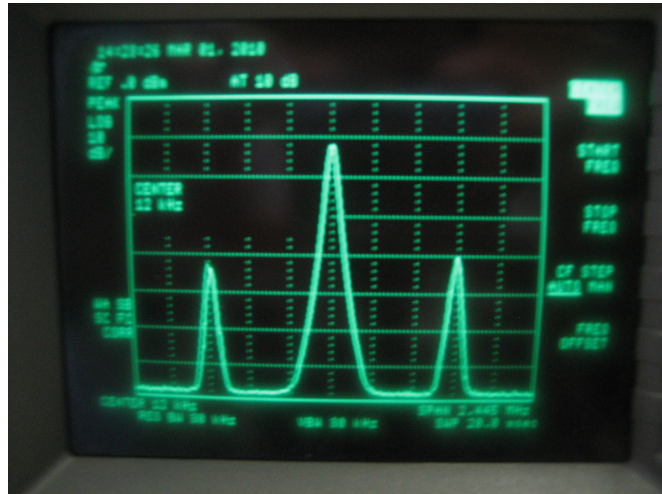
Doble banda lateral a l'analitzador d'espectres (Fig. 4.5.4.4)

Ampliant més la imatge, la separació de les dues bandes laterals es fa més patent (Fig. 4.5.4.5).



Doble banda lateral a l'analitzador d'espectres (Fig. 4.5.4.5)

Finalment, en aquesta última imatge (Fig. 4.5.4.6), es veu clarament la portadora i la doble banda lateral (les dues δ dreta i esquerra). Se sap que en una modulació d'AM, l'ample de banda és $B_T = 2B$, sent B l'ampla de banda d'àudio.



Doble banda lateral a l'analitzador d'espectres (Fig. 4.5.4.6)

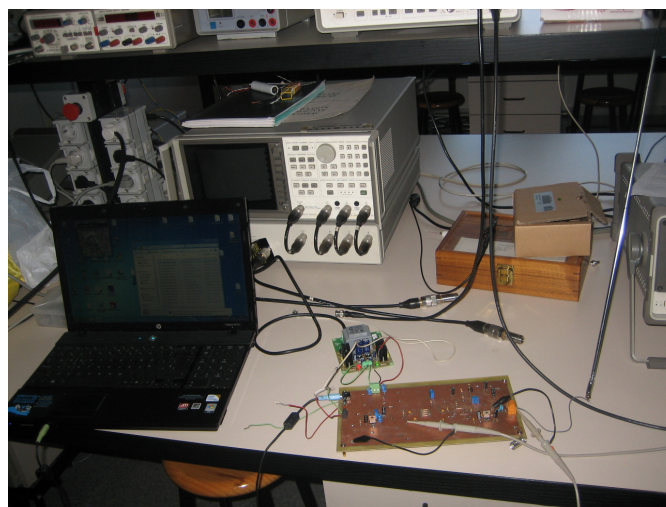
4.6 Comprovacions i mesures finals per a un senyal real de ràdio.

En aquest apartat, es mostren imatges dels senyals amb els diferents aparells de mesura, quan s'entra un senyal d'àudio real, procedent del micro, a la placa del transmissor. Es mostren imatges del senyal d'entrada i del senyal modulat amb l'oscil·loscopi.

4.6.1 SENYAL D'ENTRADA

Connexions

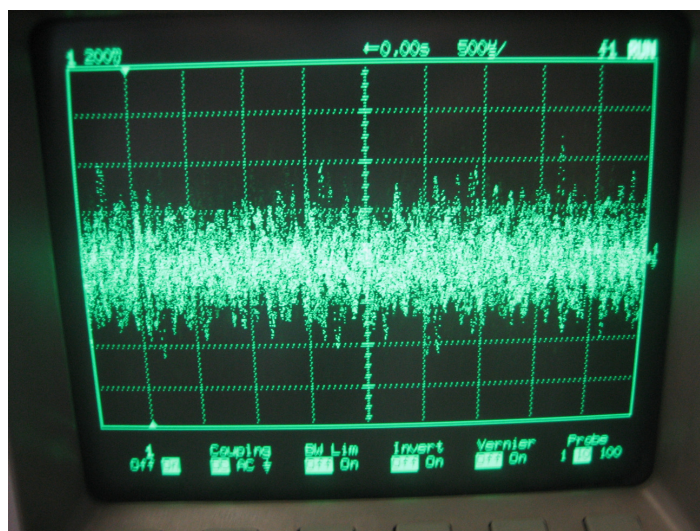
A la primera imatge (Fig. 4.6.1.1), es pot veure com aquest cop en comptes d'utilitzar els filaments de prova, s'entra un senyal d'àudio real provinent d'un ordinador mitjançant el jack d'àudio.



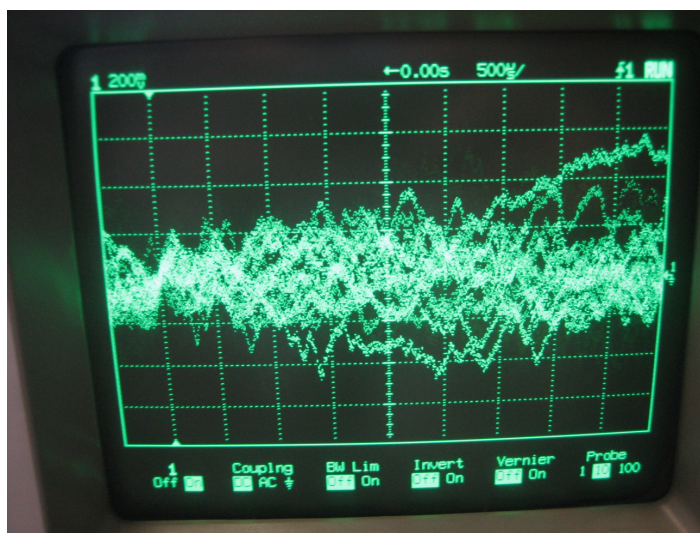
El senyal d'àudio d'entrada provinent d'un ordinador (Fig. 4.6.1.1)

Imatges oscil·loscopi

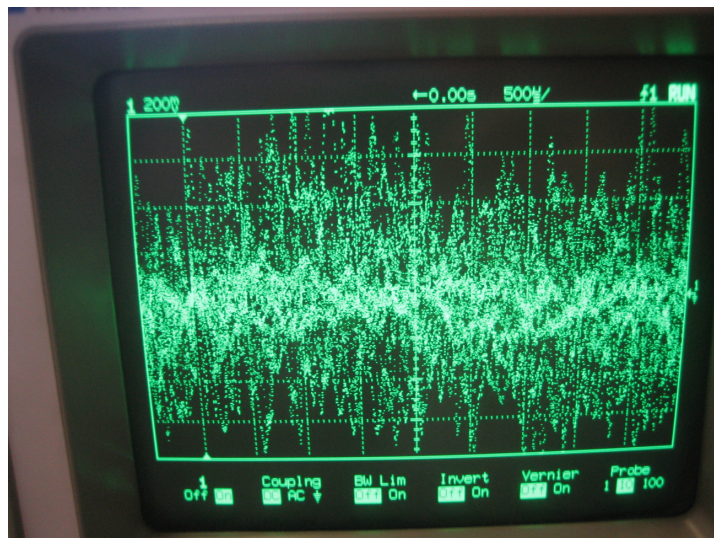
A les següents imatges (Fig. 4.6.1.2; Fig. 4.6.1.3; Fig. 4.6.1.4; Fig. 4.6.1.5), es pot veure la senyal d'àudio d'entrada centrada a 0V; es dir, abans de sumar-hi la tensió contínua com es pot veure per l'indicador de terra. La senyal es mostra en diferents estats de la reproducció en una escala de $200mV / div$. És poden veure sons dèbils (Fig. 4.6.1.2; Fig. 4.6.1.3) i més estridents (Fig. 4.6.1.4; Fig. 4.6.1.5).



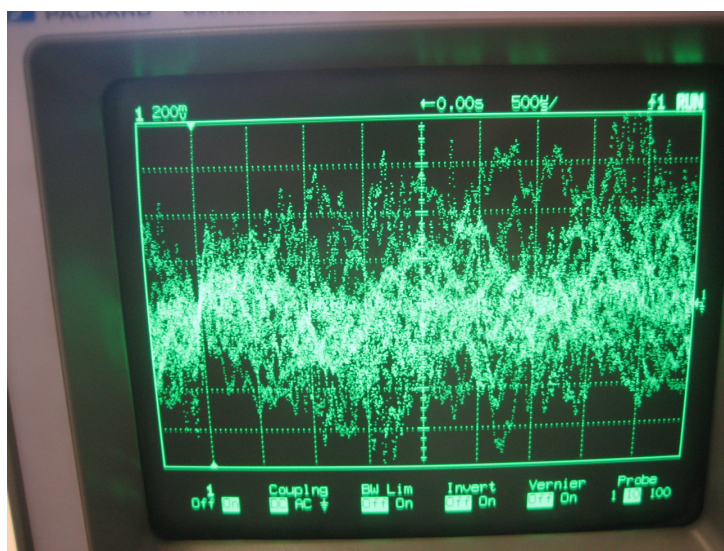
Senyal d'àudio d'entrada centrada a 0V, sons dèbils (Fig. 4.6.1.2)



Senyal d'àudio d'entrada centrada a 0V, sons dèbils (Fig. 4.6.1.3)



Senyal d'àudio d'entrada centrada a 0V, sons estridents Fig. 4.6.1.4



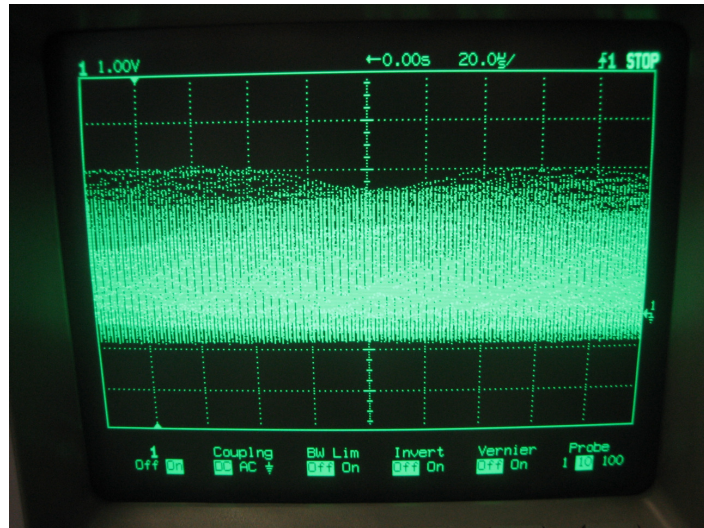
Senyal d'àudio d'entrada centrada a 0V, sons estridents Fig. 4.6.1.5

4.6.2 MODULADOR

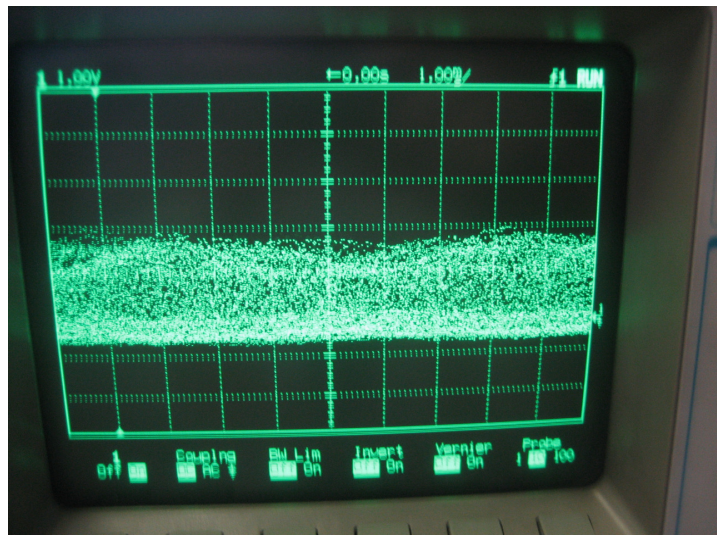
A continuació es presenten diferents imatges de la modulació amb l'oscil·loscopi. La millor manera de veure si la modulació és correcta, és a través de l'analitzador d'espectres. La modulació d'aquest senyal amb l'analitzador d'espectres, es veu molt igual a les imatges ja vistes anteriorment en la modulació d'una senyal generada al laboratori (Fig. 4.6.25.4.3; Fig. 4.6.25.4.4; Fig. 4.6.25.4.5; Fig. 4.6.25.4.6). Per tant, en aquest apartat només es mostraran les imatges extretes per l'oscil·loscopi.

Modulació d'una senyal d'àudio real

Les següents imatges (Fig. 4.6.2.1; Fig. 4.6.2.2), tot i que no s'aprecia gaire bé, representen la modulació d'un senyal real d'àudio.



Modulació d'un senyal real d'àudio (Fig. 4.6.2.1)



Modulació d'un senyal real d'àudio (Fig. 4.6.2.2)

4.7 Estudi de l'antena

Un dels problemes finals de la realització del transmissor és que l'antena no radia el suficient al ser molt curta respecte a la longitud d'ona. L'abast és tant sol d'uns pocs metres. L'antena hauria de ser $\frac{1}{4}$ part de la longitud d'ona, que en aquesta aplicació correspon a 107,14m

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 700 \cdot 10^3} = 107,14m.$$

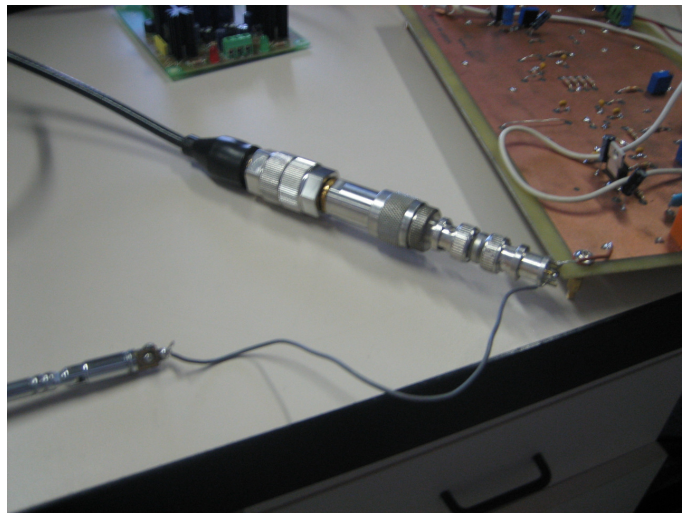
Només es disposa d'una antena curta de 2m que és

altament reflectiva. A continuació es descriu el procés de mesura de la impedància d'entrada de l'antena utilitzant l'analitzador de xarxes.

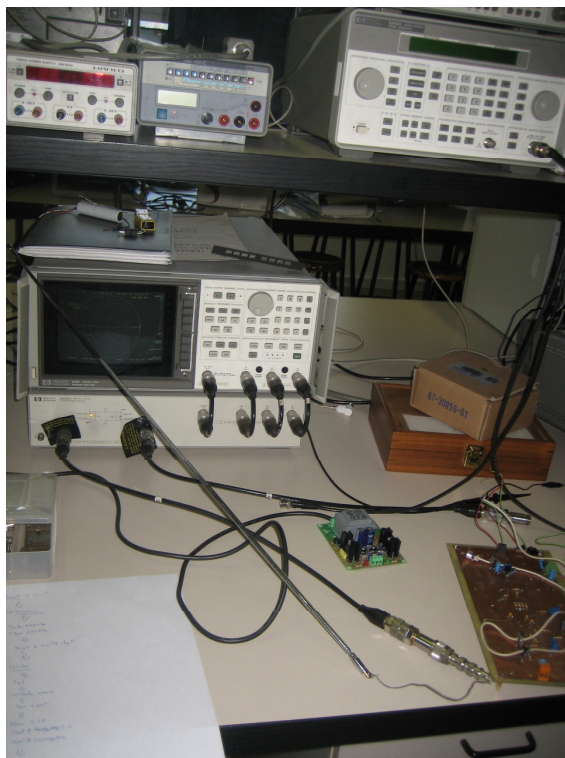
4.7.1 CONNEXIONS I CALIBRATGE

Primer de tot es calibra l'aparell posant al port S11 de forma consecutiva un circuit obert(no connectar res), un curt circuit (connectar un terra) i una càrrega de 50Ω .

Amb l'aparell calibrat, es solda la massa d'un connector "BNC" a la placa, el viu a l'antena i es connecta al port S11 de l'analitzador de xarxes, com es veu a les següents imatges (Fig. 4.7.1.1; Fig. 4.7.1.2).



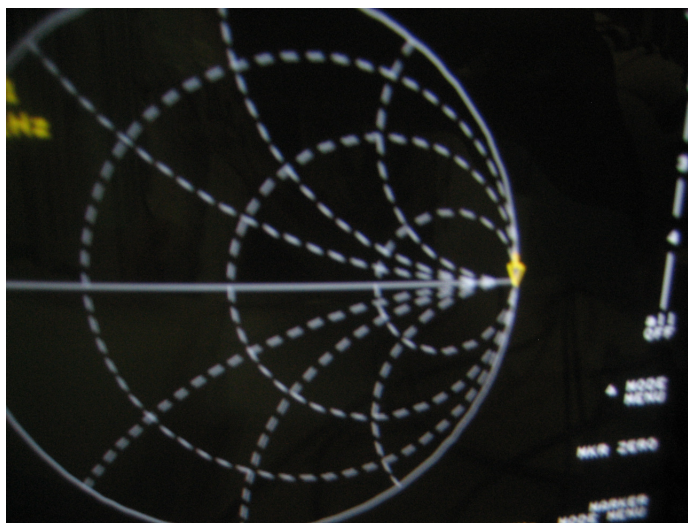
Connexió de l'antena al port S11 de l'analitzador de xarxes (Fig. 4.7.1.1)



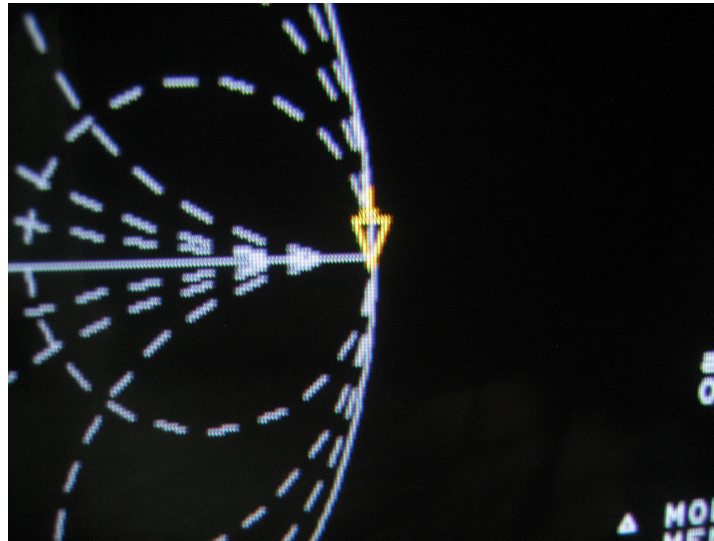
Connexió de l'antena al port S11 de l'analitzador de xarxes (Fig. 4.7.1.2)

4.7.2 PROBLEMA

A les següent imatges (Fig. 4.7.2.1; Fig. 4.7.2.2), es pot veure com el marcador indica que l'antena té una impedància pràcticament infinita i per tant es comporta totalment com a circuit obert. Això fa que el circuit gairebé no entregui potència a l'antena i per tant radiï molt poc.



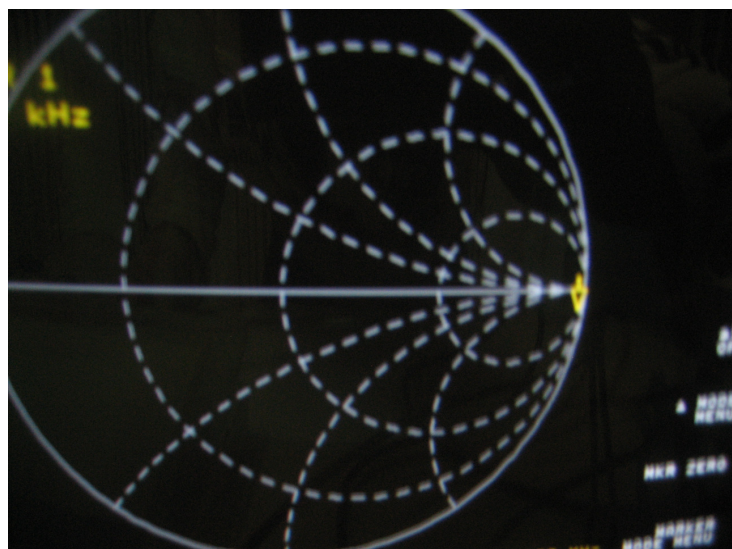
Carta "smith" indicant impedància pràcticament infinita (Fig. 4.7.2.1)



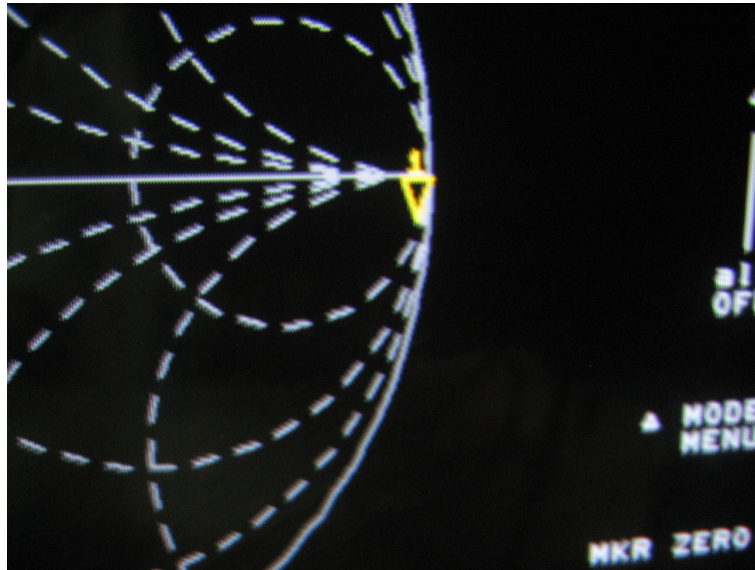
Carta "smith" indicant impedància pràcticament infinita (Fig. 4.7.2.2)

4.7.3 POSSIBLE SOLUCIÓ

Les imatges (Fig. 4.7.3.1; Fig. 4.7.3.2) mostren que col·locant una planxa sobre l'antena, el marcador indica un efecte capacitiu i una reducció de la part resistiva. Per tant, una menor impedància. Per realitzar un disseny millor per l'antena, ja que és impossible realitzar una antena de 100m, s'hauria d'aplicar algun tipus de planxa que fes augmentar la part capacitiva, fent un efecte d'allargament de l'antena. És per aquest motiu, que després s'hauria d'aplicar una bobina que ressonés amb la part capacitiva i es pogués obtenir una impedància real .



Carta "smith" indicant menor impedància (Fig. 4.7.3.1)



Carta "smith" indicant menor impedància (Fig. 4.7.3.2)

5 CONCLUSIONS

En aquest projecte s'ha pogut veure la gran importància que té la simulació a l'hora de dissenyar circuits de radiofreqüència. S'ha vist que gràcies a la simulació es poden evitar possibles errors que repercutirien en el circuit pràctic, provar i realitzar parts del circuit les quals seria impossible reproduir-les teòricament. Això s'ha demostrat en el fet de que el primer prototip funcionés a la perfecció.

Per altre banda, cal destacar la importància del disseny adequat d'antena depenent de la freqüència a la qual es vol transmetre el senyal, com s'ha pogut provar al laboratori amb l'analitzador de xarxes.

6 BIBLIOGRAFIA

Iborra Archs, Domènec (2007). *Electrònica de Radiofreqüència*. Vic

Reig Vaello, Xavier (2007). *Sistemes analògics*. Vic

Configuració d'un transmissor seguidor d'emissor

http://www.unicrom.com/Tut_emisor_seguidor.asp (Consulta:24/12/2009)

Distribuïdors de components electrònics

Digi-key : <http://digkey.com/es/digihome.html> (Consulta:10/11/2009)

Mouser Electronics: <http://es.mouser.com/Home.aspx> (Consulta:10/11/2009)

Farnell: <http://es.farnell.com/> (Consulta:20/01/2010)

RS Amidata: <http://es.rs-online.com/web/> (Consulta:25/01/2010)