

4 Implementación del sistema de control

4.1 Análisis del servocontrolador ya existente

A continuación se hará la descripción del funcionamiento del servocontrolador 406.11 y de los elementos que intervienen en el control:

4.1.1 Acondicionador de programa y comando compuesto

En la figura 8 se puede observar que las señales de entrada del programa externo son aplicadas vía el conector J300A (pin J y K) al amplificador de aislamiento SPAN AR1. El ajuste del resistor variable R1 provee rechazo óptimo al ruido de modo común. La resistencia variable R8 provee ganancia variable a AR1 de 0.8 a 10, permitiendo al controlador aceptar señales de entrada a escala completa de un intervalo de 2 a 25 voltios pico a pico. El resistor variable R5 provee una tensión de C.D. (offset) para establecer la referencia de cero para AR1.

La salida de AR1-6 es aplicada al amplificador de SPAN AR3-3 por medio del resistor variable R12 (AMPLITUD) y el resistor R15. El ajuste de R12 atenúa la señal de programa a un nivel directamente proporcional a la entrada de programa. La atenuación es necesaria para establecer el nivel de la señal dinámica dentro del límite determinado por el intervalo de operación del sistema. La salida atenuada de AR3-6 es aplicado al amplificador sumador AR23-2. Además de la salida del AR3-6, el seguidor de tensión AR2 aplica una tensión estática a AR23-2. La tensión estática es determinada por el ajuste del resistor variable R13 (PUESTA A PUNTO) y establece el nivel medio de la señal de comando. La suma resultante de la señal aplicada por AR3-6 y la tensión estática aplicada por AR2-6 representa la señal compuesta de la señal comando.

El amplificador sumador AR23 compara la señal compuesta de comando aplicada a su entrada inversora (pin 2) con la señal de realimentación del acondicionador del transductor (pin 3). El acondicionador del transductor de la señal de realimentación es aplicada a AR23-3 por medio del selector de realimentación (SELECTOR DE REALIMENTACIÓN). La salida resultante de AR23-6 es la señal de error representando la diferencia entre la señal compuesta de comando y la realimentación.

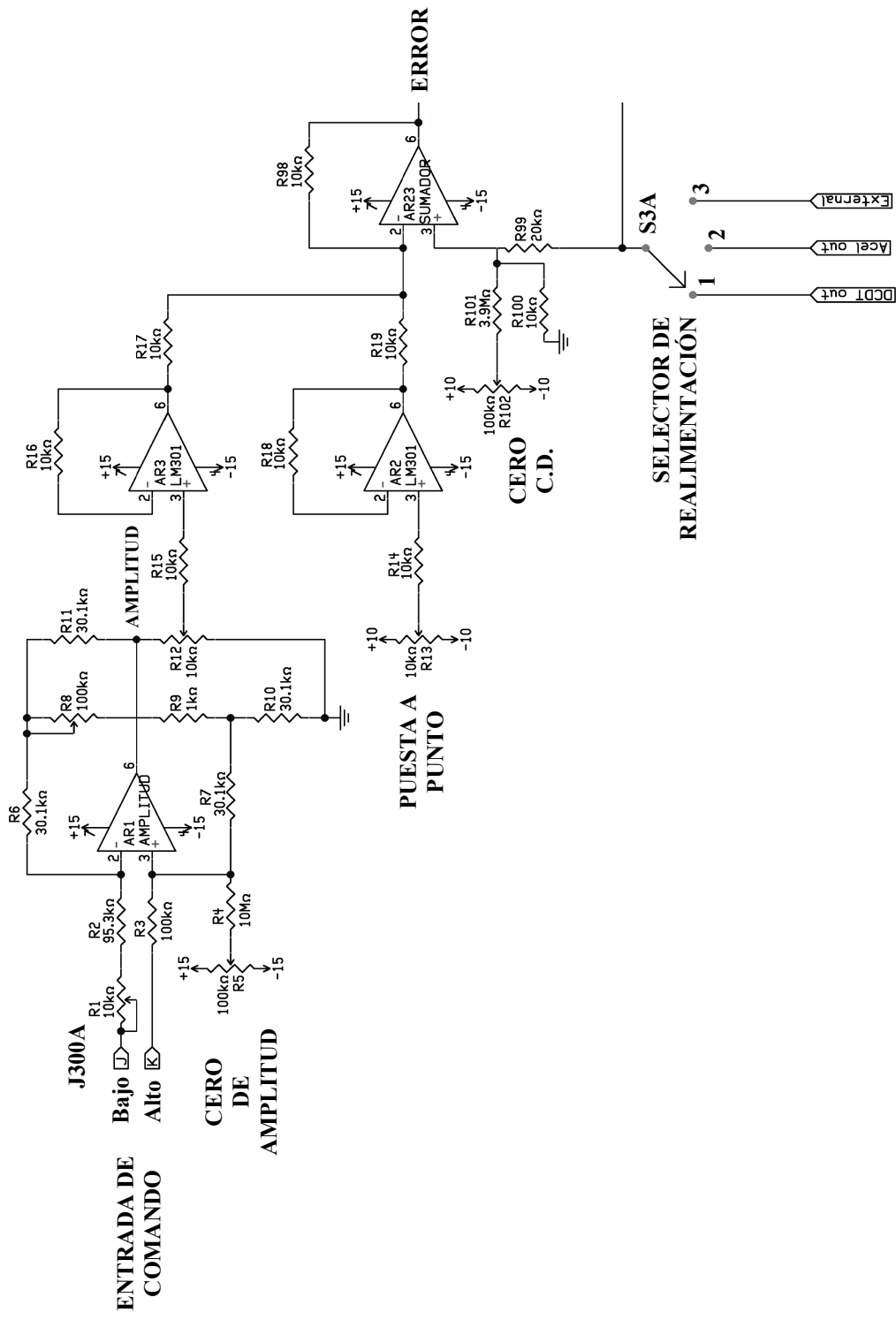


Figura 8 Diagrama del acondicionador de programa y comando compuesto

4.1.2 Amplificador de la válvula.

En la figura 9 se puede observar que el amplificador de la válvula AR24 recibe la señal de error del amplificador sumador AR23-6 en su entrada inversora (pin 2). AR24 amplifica la señal y la aplica al circuito manejador (driver) comprendido por los transistores Q21, Q22, Q23 y Q25 en una configuración push-pull (contrafásico). La ganancia de AR24 es controlada por el resistor variable R118 (GANANCIA). El manejador (driver) de poder aplica la señal a la servoválvula a través del selector S9 (FASE DE VÁLVULA) y el conector J229, pines B y E. El selector S9 es un interruptor de fase de válvula que debe ser usado para invertir la corriente del manejador (driver) de las servoválvulas. La limitación de corriente es provista por los transistores Q20 y Q24.

4.1.3 Selector de realimentación

El selector de realimentación, que es un interruptor de tres tiros y tres polos, es utilizado para seleccionar la señal de realimentación para el control de lazo cerrado. El selector S3A, que se muestra en la figura 8, selecciona uno de las 3 posibles señales de realimentación para el amplificador sumador (AR23). La posición 1 selecciona la salida del transductor acondicionador de C.A. (acondicionador interconstruido en la tarjeta principal) (XDCR1) para la realimentación; la posición 2 selecciona la salida de un módulo opcional instalado en la terminal XDCR2; la posición 3 selecciona una salida del acondicionador del transductor externo recibido por el conector J302 (pin 6).

El selector S3C es usado para el circuito de protección. Por ejemplo, si el selector S3 fue colocado en la posición 2 (XDCR2) y un módulo no fue instalado en la ranura XDCR2, el circuito de protección podría abrir para prevenir o terminar la aplicación de la presión hidráulica.

4.1.4 Estabilización de intervalo

En la figura 10 podemos observar que la estabilización de intervalo es un circuito diferenciador (responde solo a los cambios de tensión) el cual, a través del uso de la señal de realimentación, crea una compensación de alimentación hacia adelante para mejorar la estabilización dinámica del amplificador de la válvula. El amplificador AR15 es usado como un seguidor de tensión para aislamiento entre el selector S3A y el resto del circuito de estabilización de intervalo. El circuito diferenciador real está comprendido por el amplificador AR16, el capacitor de entrada C29, y la resistencia de realimentación R182. La resistencia R76 está conectada en serie con C29 para reducir el ruido y prevenir la inestabilidad. El capacitor C30 está conectado en paralelo con R182 para dar “roll off”[†] de alta frecuencia y filtrar ruido. El amplificador AR17, los capacitores C32 y C33, y la resistencia R81 y R82 forman un paso bajas activo para minimizar señales adicionales no deseadas. El ajuste de la resistencia variable R83 (INTERVALO) determina la cantidad de compensación aplicada para el amplificador de la válvula AR24. Un alambre puente es conectado entre la terminal descubierta de R83 y el punto E46 o E47 como se requiera para la apropiada estabilización del intervalo de fase.

[†] Exceso en el ancho de banda de un filtro.

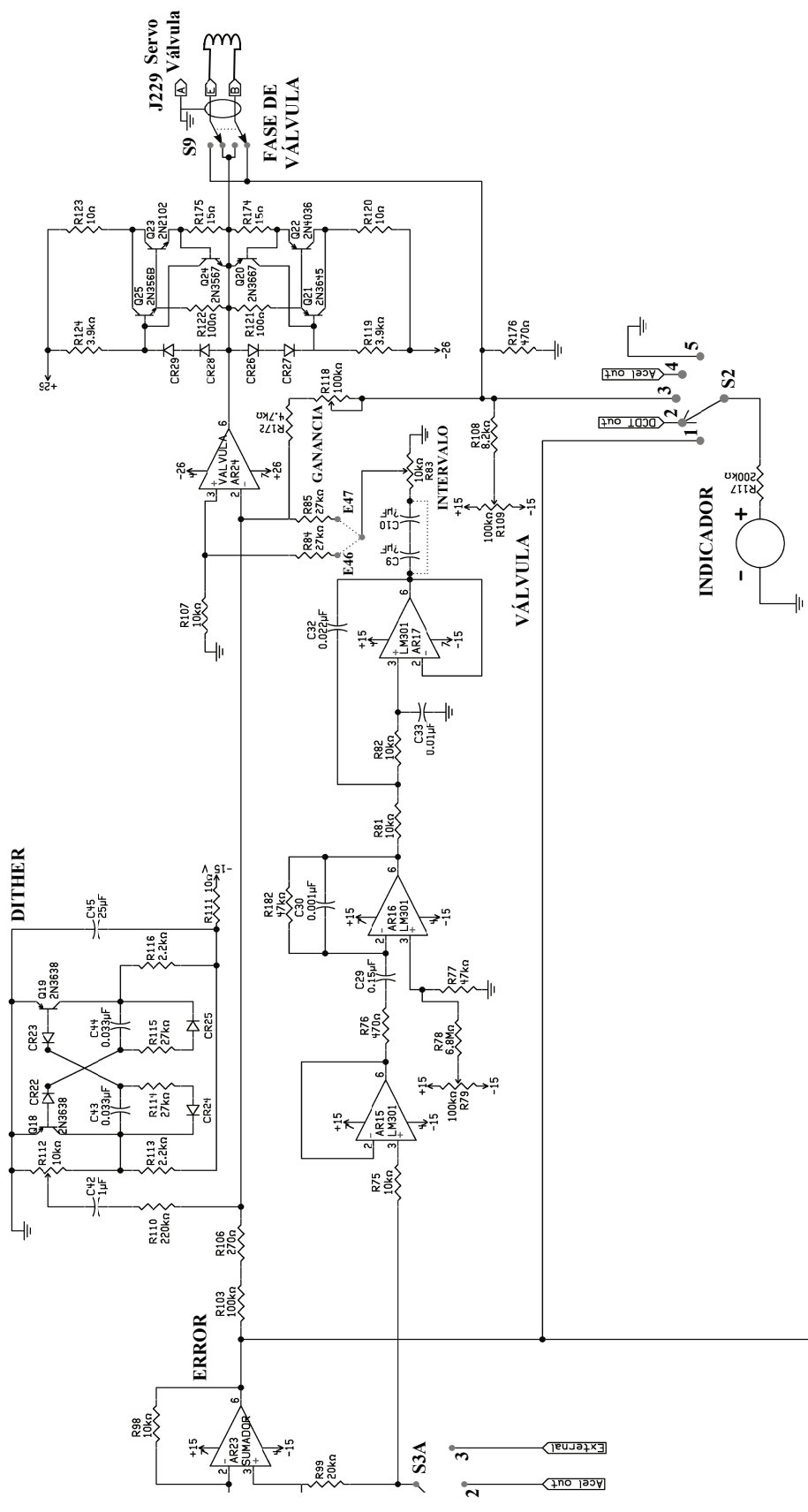


Figura 9 Diagrama del amplificador de la válvula

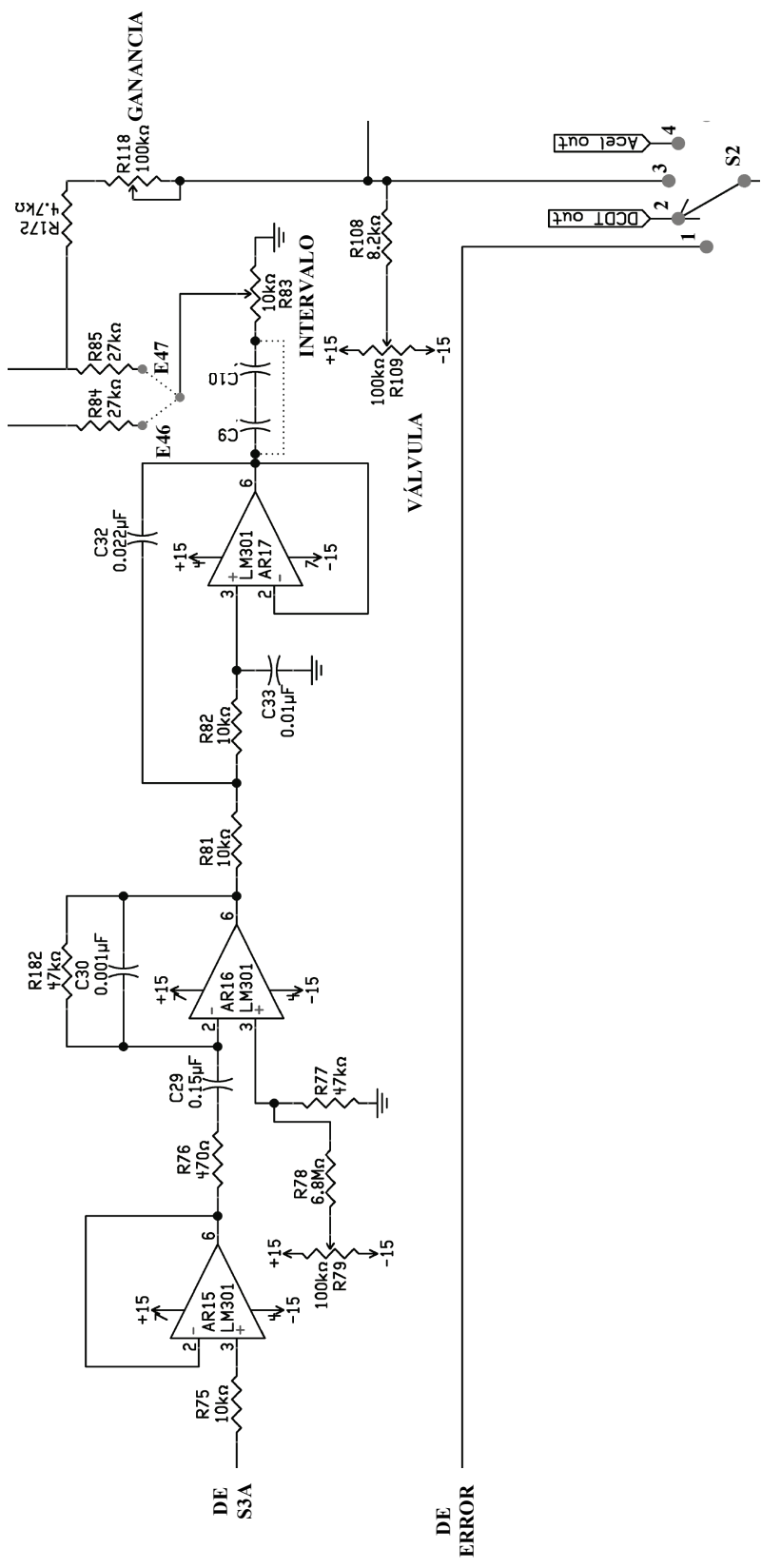


Figura 10 Diagrama del estabilizador de intervalo

4.1.5 DITHER (vibrador)

Este circuito, que se muestra en la figura 11, aplica una señal pequeña al amplificador de la válvula (AR24) para prevenir que la servoválvula se bloquee y sobrevenga fricción estática en ella y en el actuador. El circuito consiste de un multi-vibrador que consta de los transistores Q18, Q19, y el circuito asociado. El circuito cambia de un estado a otro en intervalos determinados por las constantes de tiempo dadas por el resistor R114, el capacitor C43, el resistor R115 y el capacitor C44. El ajuste del resistor variable R112 (DITHER) determina la amplitud de la señal de vibración aplicada al amplificador de la válvula AR24-2.

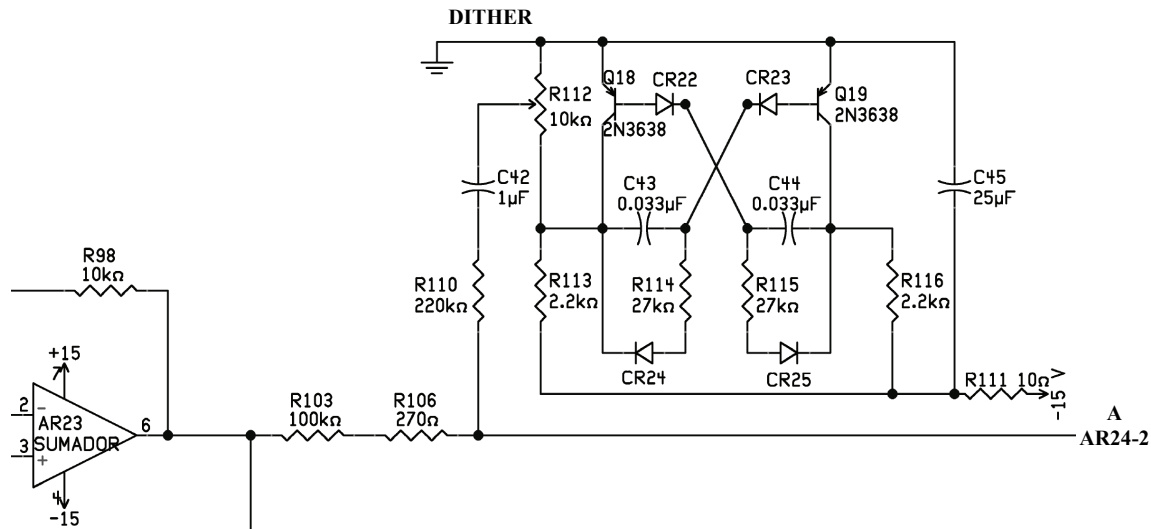


Figura 11 Diagrama del dither

4.1.6 Detector de límite

El circuito de detección de límite, mostrado en la figura 12, consiste de un detector de error, el cual se activa cuando un nivel de error preestablecido es excedido y el nivel límite de la señal de realimentación superior o inferior es excedido. El circuito también contiene una característica de candado, el cual deshabilita el circuito de detección de límite de otro controlador en sistemas de multicanal. Esto permite al operador determinar en que canal se excedió el límite.

4.1.7 Detector de error

Los componentes principales del circuito detector de error, mostrado en la figura 12, son los comparadores AR21 y AR22. El comparador AR21 es usado para detectar un límite a la señal de error positivo, mientras que el comparador AR22 es usado para detectar un límite negativo. La señal de error obtenida es aplicada a una entrada de cada comparador.

El ajuste del resistor variable R86 (ED) proporciona la referencia de tensión para la otra entrada de cada comparador. La referencia de tensión del comparador AR22 es invertida por el circuito de AR20 para proporcionar la polaridad de la tensión de referencia correcta.

Si la señal de error límite no excede la referencia de tensión establecida por R86, la salida de ambos comparadores es negativa y el SCR CR19 se mantiene en una condición de no conducción (apagado). Con el CR19 apagado, el transistor Q17 está encendido, causando que el relevador K1 esté energizado. Esto cierra los contactos normalmente abiertos en el paso del sistema de protección, y de esta forma satisface las condiciones del sistema de protección requeridas para una operación normal.

Si la señal de error excede la referencia de tensión en una dirección positiva o negativa, el comparador respectivo cambia de una saturación negativa a una saturación positiva, encendiendo a CR19. Con el CR19 encendido, Q17 es apagado y K1 se desenergiza. Al desenergizar K1, se abre el circuito de protección y la acción deseada de protección toma lugar. Además de apagar a Q17, al encenderse el CR19, también se ilumina el indicador DS3 (ERROR). El circuito de protección se mantiene abierto y DS3 se mantiene iluminado aunque la señal de error se decremente por debajo de la tensión de referencia. Al presionar el interruptor S8 (RESET), se restablece el circuito detector de error. El capacitor C38 previene que pasen transitorios de menos de $2[ms]$ de duración que enciendan al CR19.

4.1.8 Detector de límite superior e inferior

El circuito de detección de límite, mostrado en la figura 12, es capaz de detectar señales de realimentación límites pre-establecidas superiores o interiores a través del uso de los comparadores AR18 y AR19. El comparador AR18 es usado para detectar el límite superior, mientras que el AR19 detecta el límite inferior. La señal de salida de XDRC1 o XDRC2 es aplicado a una de las entradas de cada comparador. La selección de la salida deseada del acondicionador del transductor es provista por el interruptor S1A. La tensión de referencia aplicada a la otra entrada de los comparadores es determinado por el resistor variable de ajuste R147 (SUPERIOR) y R148 (INFERIOR) para AR18 y AR19 respectivamente. La polaridad de la referencia de tensión es determinada por la posición de los interruptores de palanca S4 y S5.

Si la salida del acondicionador de transductor seleccionado no excede ninguno de los límites de referencia de tensión pre-establecidos, la operación continúa normal. Si la salida seleccionada excede cualquiera de los límites de tensión de referencia pre-establecidos, el comparador respectivo cambia de saturación negativa a saturación positiva y enciende al SCR CR36 (límite superior) o al CR37 (límite inferior).

Esto enciende un indicador DS1 (SUPERIOR) o DS2 (INFERIOR) y, si se desea, apaga el transistor Q17 y abre el circuito de protección, desenergizando el relevador K1. La posición del interruptor S1C determina si un límite excedido causará una indicación y una acción del circuito de protección o solo una indicación.

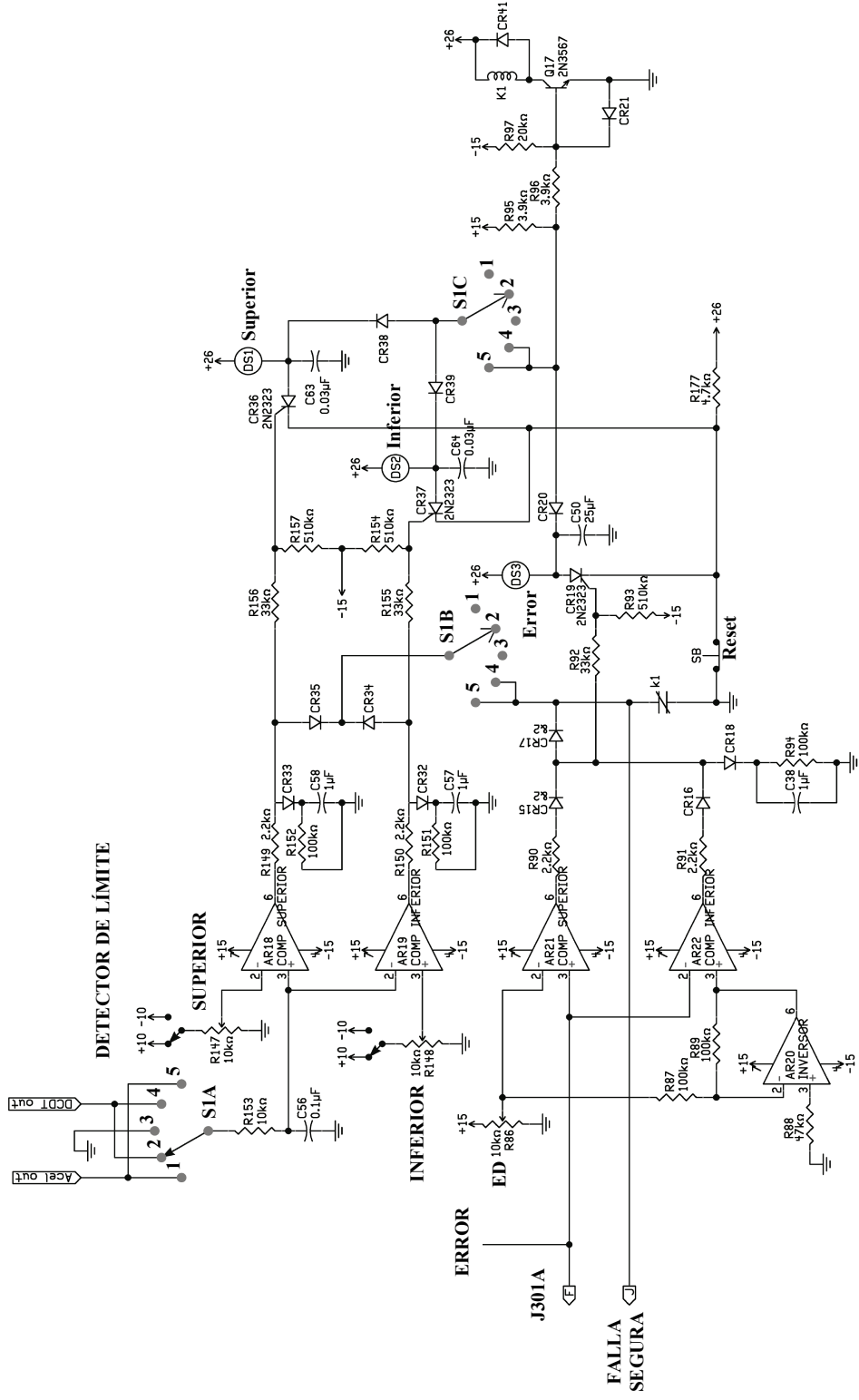


Figura 12 Diagrama del detector de limite

4.2 Diseño de la tarjeta para el acelerómetro y para el transductor magnetostrictivo

Debido a que las tarjetas acondicionadoras para el acelerómetro y para el transductor magnetostrictivo no se tienen en el laboratorio de geotecnia, se decidió hacer el diseño y construcción de una tarjeta acondicionadora para los transductores. Como solo hay una terminal para la instalación de una tarjeta adicional, se optó por colocar en una sola tarjeta el acondicionador para el acelerómetro y para el transductor magnetostrictivo. Ya que solo se van a utilizar estos acondicionadores de la tarjeta, se anuló el acondicionador de C.A. que está embebida en el servocontrolador, y se hizo que XDCR1 sea la señal de realimentación del transductor magnetostrictivo y XDCR2 sea la señal de realimentación del acelerómetro.

Esta tarjeta acondicionadora cumple con las especificaciones que requiere el servocontrolador para la señal de realimentación que es tener una amplitud de $\pm 10[V]$ a escala completa. La tarjeta se instaló en la ranura para el acondicionador XDCR2.

4.2.1 Circuito acondicionador para el transductor magnetostrictivo

La señal de salida del transductor magnetostrictivo es aplicada por medio del conector J233A (pin A y B). En la figura 13 podemos observar que dichas señales son aplicadas a través del conector P1 (pin 3 y 4), y van directamente a los resistores R_{21} y R_{22} que se utilizan para proteger al circuito de algún circuito corto en el transductor magnetostrictivo. A continuación se coloca un filtro de RF que consta de una bobina con núcleo de ferrita y dos capacitores conectados a tierra física o a la malla de blindaje del cable del transductor magnetostrictivo.

De esta forma se atenúa la interferencia electromagnética (EMI) que pudiera afectar las señales del transductor magnetostrictivo. Enseguida el circuito U5, que es un amplificador de instrumentación con una configuración diferencial, ayuda a realizar un rechazo al ruido de modo común (RMC) y realiza un acoplamiento de impedancias. La señal filtrada del transductor magnetostrictivo es aplicada a U5-2 (entrada inversora) y a U5-3 (entrada no inversora). El resistor R_{23} es el que cambia la ganancia del amplificador de instrumentación, que al tener una resistencia infinita (abierto) hace que el amplificador de instrumentación tenga una ganancia unitaria.

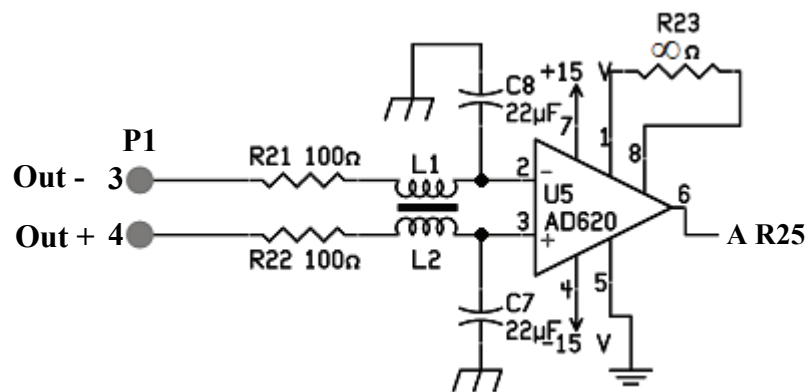


Figura 13 Filtro de RF y amplificador de instrumentación

La salida de U5-6 es aplicada a un filtro paso bajas (ver figura 14) con la siguiente función de transferencia:

$$H(s) = \left(\frac{R_{24}}{R_{24} + R_{25}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{R_{24} \cdot R_{25}}{R_{24} + R_{25}} C \cdot s} \right)$$

Este filtro está constituido por el capacitor C_9 ($0.22[\mu F]$), el resistor R_{24} ($100[k\Omega]$) y el resistor R_{25} ($100[k\Omega]$) y tiene la siguiente frecuencia de corte:

$$f_c = \frac{R_{25} + R_{24}}{2\pi \cdot R_{25} \cdot R_{24} \cdot C_9}$$

Lo cual nos da una frecuencia de corte de $14.468[Hz]$.

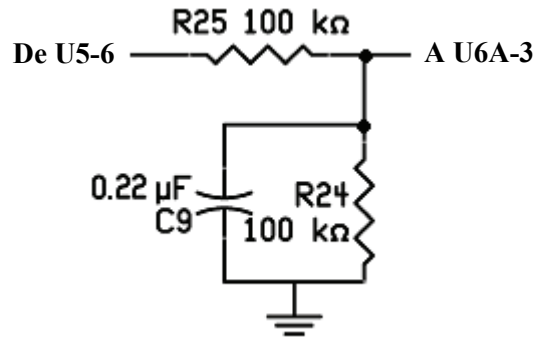


Figura 14 Filtro paso bajas

El desfase de este filtro es:

Si $f = 1[Hz]$:

$$\phi = -\text{ang} \tan \left(\frac{R_{24} \cdot R_{25}}{R_{24} + R_{25}} \cdot 2\pi f C_9 \right) = -\text{ang} \tan \left(\frac{100 \times 10^3 \cdot 100 \times 10^3}{100 \times 10^3 + 100 \times 10^3} \cdot 2\pi \cdot 0.22 \times 10^{-6} \right)$$

$$\phi_{f=1[Hz]} = -0.069^\circ$$

Si $f = 10[Hz]$:

$$\phi = -\text{ang} \tan \left(\frac{R_{24} \cdot R_{25}}{R_{24} + R_{25}} \cdot 2\pi f C_9 \right) = -\text{ang} \tan \left(\frac{100 \times 10^3 \cdot 100 \times 10^3}{100 \times 10^3 + 100 \times 10^3} \cdot 2\pi \cdot 10 \cdot 0.22 \times 10^{-6} \right)$$

$$\phi_{f=10[Hz]} = -0.604^\circ$$

La salida del filtro es aplicada a U6A-3 (entrada no inversora) del amplificador operacional U6A (ver figura 15), el cual tiene una configuración de amplificador restador no inversor. Por medio del resistor R₂₇ una tensión de 5 [V] de referencia es aplicada en U6A-2 (entrada inversora) del amplificador operacional U6A.

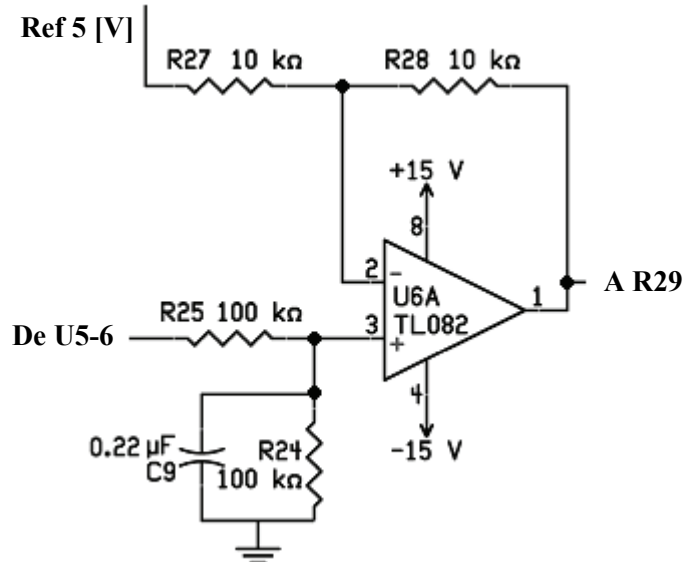


Figura 15 Amplificador restador no inversor

La salida U6A-1 es aplicada a un amplificador inversor (ver figura 16) que consta del amplificador operacional U6B y los resistores R₂₉ y R₃₀. La ganancia de dicho amplificador está dada por $A = -\frac{R_{30}}{R_{29}}$, donde R₃₀ (18.2[kΩ]) es aproximadamente dos veces R₂₉ (9.02[kΩ]). El signo negativo nos indica que se invierte la señal.

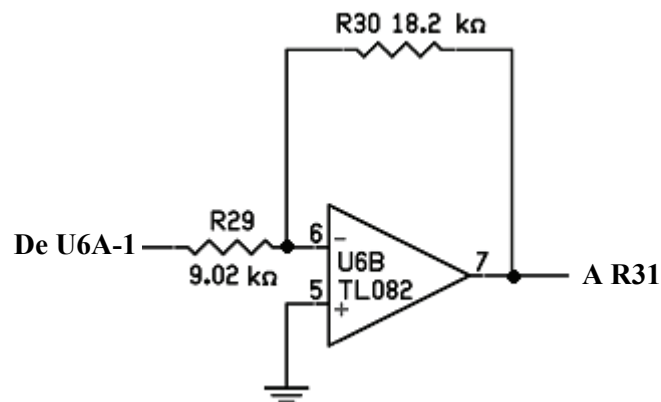


Figura 16 Amplificador inversor

Por otra parte, la referencia de tensión de 5 [V] U9 (ver figura 17) es aplicada al amplificador U7B, que tiene una configuración de amplificador no inversor con una ganancia de 2, por lo que a la salida del amplificador se tienen 10 [V]. Dicha señal es aplicada al amplificador U7A, que tiene una configuración de amplificador inversor, con una ganancia de -1, por lo que a la salida del amplificador se tienen -10[V]. Estas tensiones de 10[V] y -10[V] van a los extremos de un potenciómetro de 10 vueltas con contador.

Dicho potenciómetro es utilizado para fijar la posición inicial de la mesa (Cero). El cursor de este potenciómetro va al amplificador U8B que tiene una configuración de sumador inversor (ver figura 18). Este amplificador suma e invierte la señal del cursor del potenciómetro V2 y la señal de salida del amplificador U6B-7.

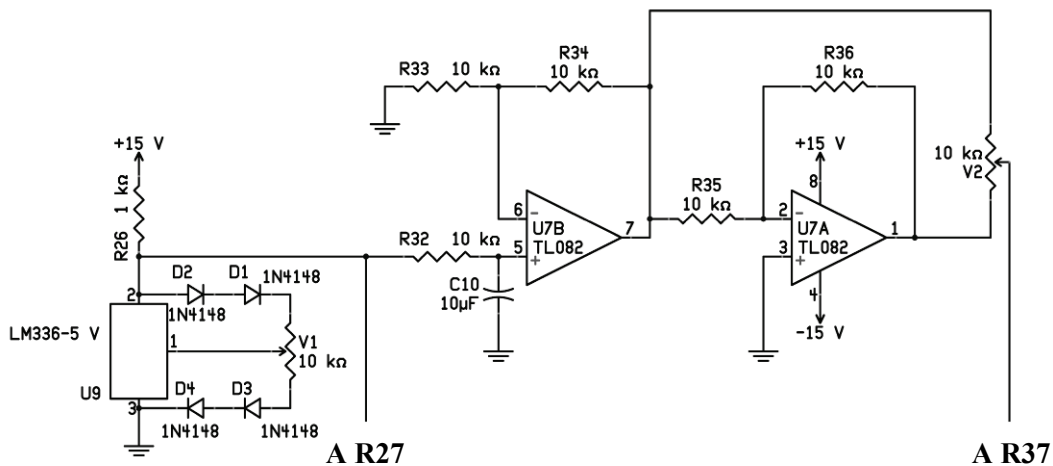


Figura 17 Diagrama del circuito para fijar la posición inicial de la mesa

La salida U8B-7 es aplicada a U8A-3 (entrada no inversora). El amplificador U8A tiene una configuración de amplificador no inversor y la ganancia cambia dependiendo del resistor que esté conectado entre U8A-2 (entrada inversora) y la tierra analógica como se muestra en la figura 18.

La ganancia está dada por las siguientes combinaciones:

$$A=1 \quad A = \frac{R_{39}}{\infty} + 1 \text{ Cuando no hay resistor de la entrada inversora a tierra analógica.}$$

$$A=2 \quad A = \frac{R_{39}}{R_{40}} + 1 \text{ Debido a que } R_{39} \text{ y } R_{40} \text{ tienen el mismo valor (18.2[k}\Omega\text{])}$$

$$A=5 \quad A = \frac{R_{39}}{R_{41}} + 1 \text{ Debido a que } R_{39} \text{ es 4 veces } R_{41} \text{ (4.53[k}\Omega\text{])}$$

$$A=10 \quad A = \frac{R_{39}}{R_{42}} + 1 \text{ Debido a que } R_{39} \text{ es 9 veces } R_{42} \text{ (2.05[k}\Omega\text{])}$$

La selección entre los resistores R_{40} , R_{41} y R_{42} se hace mediante la activación de uno de los tres relevadores posibles. Dicho relevador se activa mediante el uso de un interruptor rotatorio que al igual que para el acelerómetro, está en la parte frontal del controlador para que la selección de la ganancia del transductor magnetostrictivo sea definido por el personal de geotecnia. Este cambio de ganancia va a depender de la escala que va a ser utilizado para la prueba.

Por ejemplo, si se utiliza un desplazamiento del 20% del total, entonces es necesario dar una ganancia de 5 para poder realizar las mediciones a escala completa.

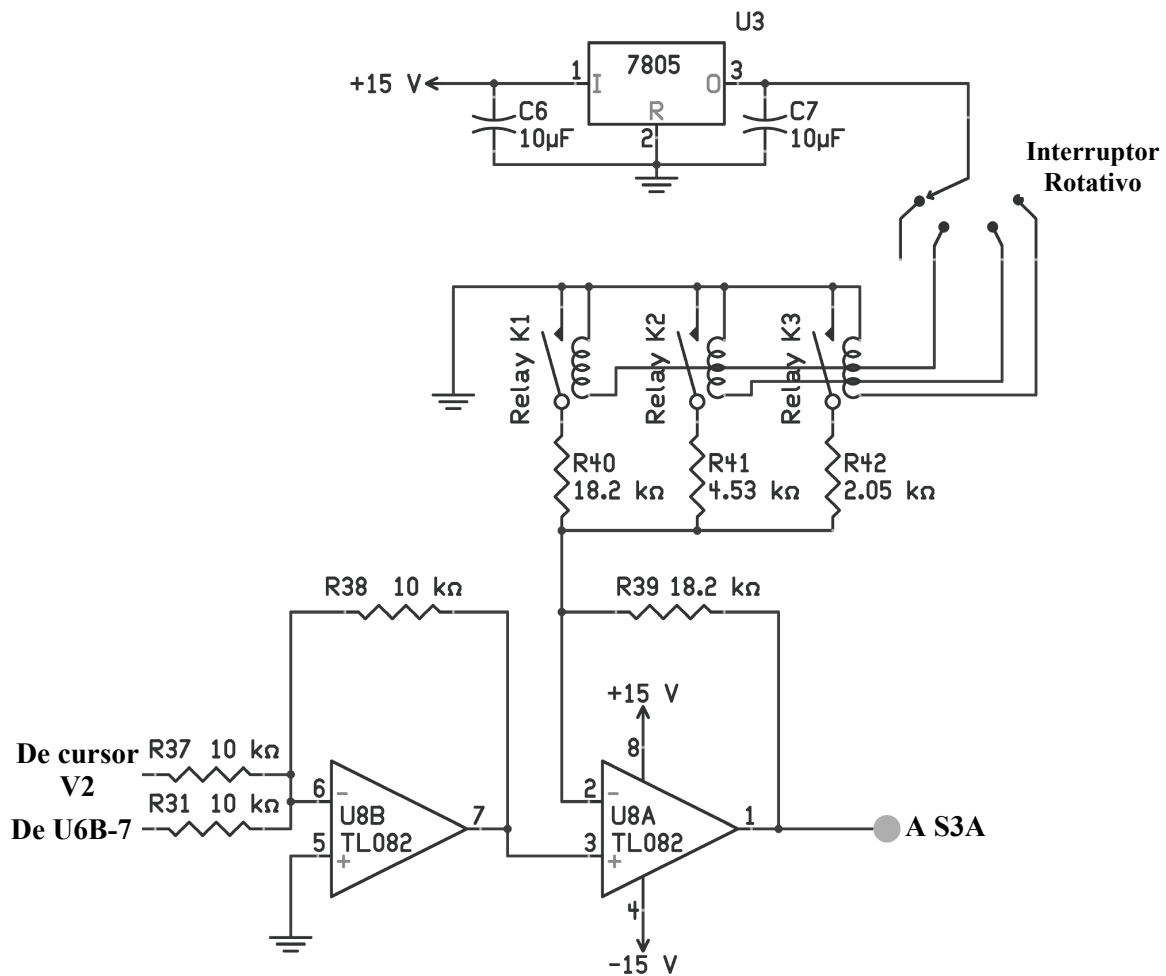


Figura 18 Diagrama del circuito selector de ganancia

4.2.2 Circuito acondicionador para el acelerómetro

En la figura 19 se puede observar que la señal de salida del acelerómetro es aplicada por medio del conector J233 (pin H y C) y estos a su vez están conectados a los pines F y E del conector de la tarjeta. En la tarjeta, estas señales van directamente a los resistores R_1 y R_2 que se utilizan para proteger al circuito de algún circuito corto en el acelerómetro. A continuación se coloca un filtro de RF (Radio Frecuencia) que consta de una bobina con núcleo de ferrita y dos capacitores conectados a la malla de blindaje del cable del acelerómetro.

De esta forma se atenúa la interferencia electromagnética (EMI) que pudiera afectar las señales del acelerómetro. Enseguida el circuito U_1 , que es un amplificador de instrumentación con una configuración diferencial, realiza un rechazo al ruido de modo común (RMC) y un acoplamiento de impedancias. La señal filtrada del acelerómetro es aplicada por U1-2 (entrada inversora) y U1-3 (entrada no inversora). El resistor R_3 es el que cambia la ganancia del amplificador de instrumentación, que al tener una resistencia infinita (abierto) hace que el amplificador de instrumentación tenga una ganancia unitaria.

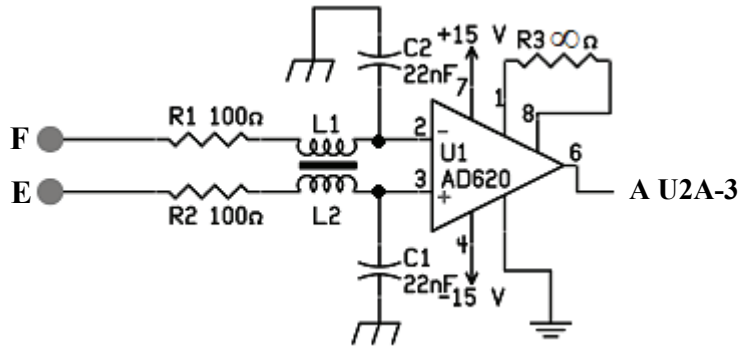


Figura 19 Filtro de RF y amplificador de instrumentación

La salida del amplificador U1-6 es aplicada por U2A-3 (entrada no inversora) del amplificador operacional U2A (ver figura 20), el cual tiene una configuración de amplificador no inversor. Dicha ganancia está dada por $A = \frac{R_6}{R_5} + 1$, esto es $A = 2$ debido a que R_6 y R_5 tienen el mismo valor ($10[k\Omega]$).

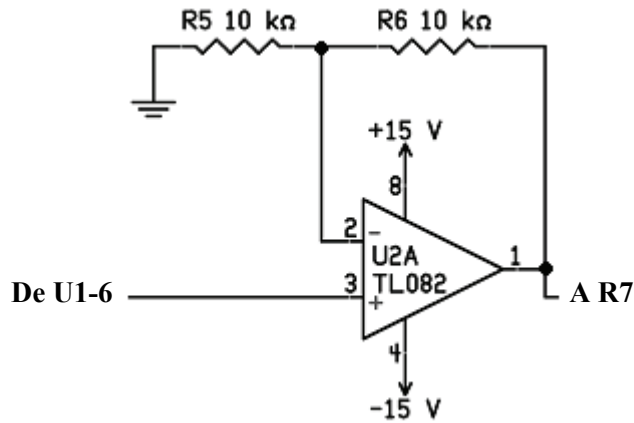


Figura 20 Amplificador no inversor

La salida U2A-1 es aplicada a un filtro activo paso bajas de segundo orden con resistores del mismo valor y capacitores del mismo valor (figura 21), el cual tiene la siguiente función de transferencia:

$$H(s) = A \left(\frac{1}{1 + (RCs)^2 + ((1-A)RC + 2RC)s} \right) ; A = \frac{R_{10}}{R_9} + 1$$

Con una frecuencia de corte:

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

Donde los resistores R_7 y R_8 tienen el mismo valor ($100[k\Omega]$), y los capacitores C_4 y C_5 tienen el mismo valor ($0.15[\mu F]$). Por lo tanto, la frecuencia de corte es $f_c = 10.61[Hz]$. Este filtro es para atenuar aun más el ruido que pudiera afectar la señal del acelerómetro, la cual está comprendida entre $1[Hz]$ a $10[Hz]$.

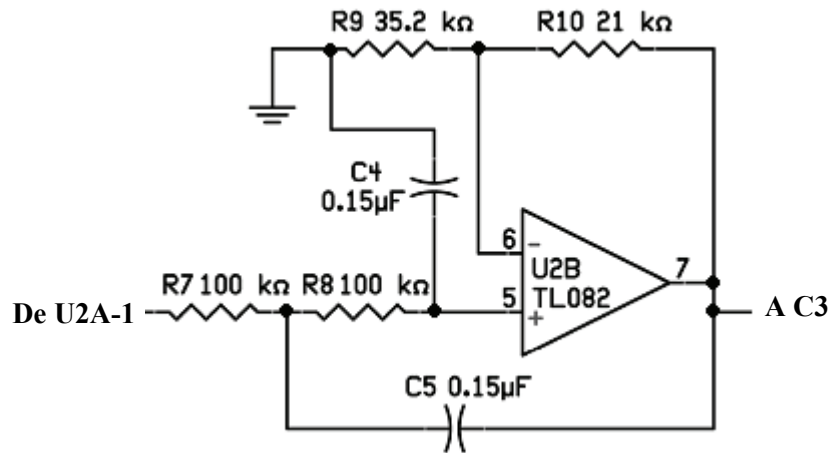


Figura 21 Filtro paso bajas de segundo orden

El desfase de este filtro es:

Si $f = 1[\text{Hz}]$:

$$\phi = -\text{ang} \tan \left(\frac{2\pi \cdot f [(1-A)RC + 2RC]}{1 - (2\pi f RC)^2} \right)$$

$$\phi = -\text{ang} \tan \left(\frac{2\pi \cdot [(1-1.6)100 \times 10^3 \cdot 0.15 \times 10^{-6} + 2 \cdot 100 \times 10^3 \cdot 0.15 \times 10^{-6}]}{1 - (2\pi \cdot 100 \times 10^3 \cdot 0.15 \times 10^{-6})^2} \right)$$

$$\phi_{f=1[\text{Hz}]} = -0.132^\circ$$

Si $f = 10[\text{Hz}]$:

$$\phi = -\text{ang} \tan \left(\frac{2\pi \cdot f [(1-A)RC + 2RC]}{1 - (2\pi f RC)^2} \right)$$

$$\phi = -\text{ang} \tan \left(\frac{2\pi \cdot 10 \cdot [(1-1.6)100 \times 10^3 \cdot 0.15 \times 10^{-6} + 2 \cdot 100 \times 10^3 \cdot 0.15 \times 10^{-6}]}{1 - (2\pi \cdot 10 \cdot 100 \times 10^3 \cdot 0.15 \times 10^{-6})^2} \right)$$

$$\phi_{f=10[\text{Hz}]} = -1.48^\circ$$

La salida de U2B-7 es aplicada a un filtro pasa altas (figura 22) comprendido por el capacitor C_3 ($47[\mu F]$) y el resistor R_4 ($1[M\Omega]$), que tiene la siguiente función de transferencia:

$$H_{PA}(s) = \frac{R_4 C_3 s}{1 + R_4 C_3 s}$$

Y la siguiente frecuencia de paso:

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_4 C_3}$$

Lo que nos da una banda de paso desde $3.38 \times 10^{-3} [Hz]$.

El desfase obtenido es el siguiente:

Si $f = 1 [Hz]$:

$$\phi = \text{ang tan}\left(\frac{2\pi f R_4 C_3}{0}\right) - \text{ang tan}(2\pi f R_4 C_3) = 90^\circ - \text{ang tan}(2\pi \cdot 1 \cdot 1 \times 10^6 \cdot 47 \times 10^{-6})$$

$$\phi_{f=1[Hz]} = 0.194^\circ$$

Si $f = 10 [Hz]$:

$$\phi = 90^\circ - \text{ang tan}(2\pi \cdot 10 \cdot 1 \times 10^6 \cdot 47 \times 10^{-6})$$

$$\phi_{f=10[Hz]} = 0.0194^\circ$$

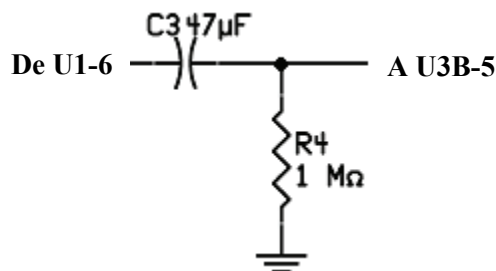


Figura 22 Filtro paso altas

Este filtro paso altas nos ayuda a eliminar alguna tensión de C.D. que pueda tener la señal del acelerómetro debido a no estar en una posición completamente horizontal a su eje de medición.

La salida del filtro paso altas es aplicada a U3B-5 (entrada no inversora). El amplificador U3B tiene una configuración de amplificador no inversor (ver figura 23) y su ganancia está dada por $A = \frac{R_{12}}{R_{11}} + 1$, esto es $A = 3$ debido a que $R_{12} = 18.2[k\Omega]$ y $R_{11} = 9.02[k\Omega]$.

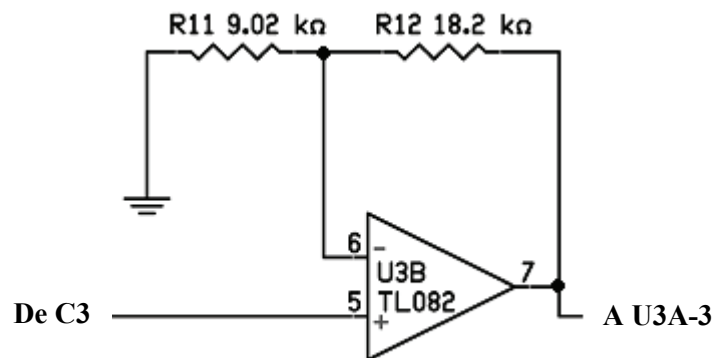


Figura 23 Amplificador no inversor

En la figura 24 podemos observar que la salida U3B-7 es aplicada a U3A-3 (entrada no inversora). El amplificador U3A tiene una configuración de amplificador no inversor, y la ganancia cambia dependiendo del resistor que esté conectado entre U3A-2 (entrada inversora) y la tierra analógica. La ganancia está dada por las siguientes combinaciones:

A=1 $A = \frac{R_{13}}{\infty} + 1$ Cuando no hay resistor de la entrada inversora a la tierra analógica.

A=2 $A = \frac{R_{13}}{R_{14}} + 1$ Debido a que R_{13} y R_{14} tienen el mismo valor ($18.2[k\Omega]$).

A=5 $A = \frac{R_{13}}{R_{15}} + 1$ Debido a que R_{13} es 4 veces R_{15} ($4.53[k\Omega]$).

A=10 $A = \frac{R_{13}}{R_{16}} + 1$ Debido a que R_{13} es 9 veces R_{16} ($2.05[k\Omega]$).

La selección entre los resistores R_{14} , R_{15} y R_{16} se hace mediante la activación de uno de los tres relevadores posibles. Dicho relevador se activa mediante el uso de un interruptor rotatorio que está en la parte frontal del controlador para que la selección de la ganancia sea definida por el personal de geotecnia. Este cambio de ganancia va a depender de la escala que va a ser utilizada para la prueba. Por ejemplo, si se usa una aceleración del 20% del total, entonces es necesario dar una ganancia de 5 para poder realizar las mediciones a escala completa.

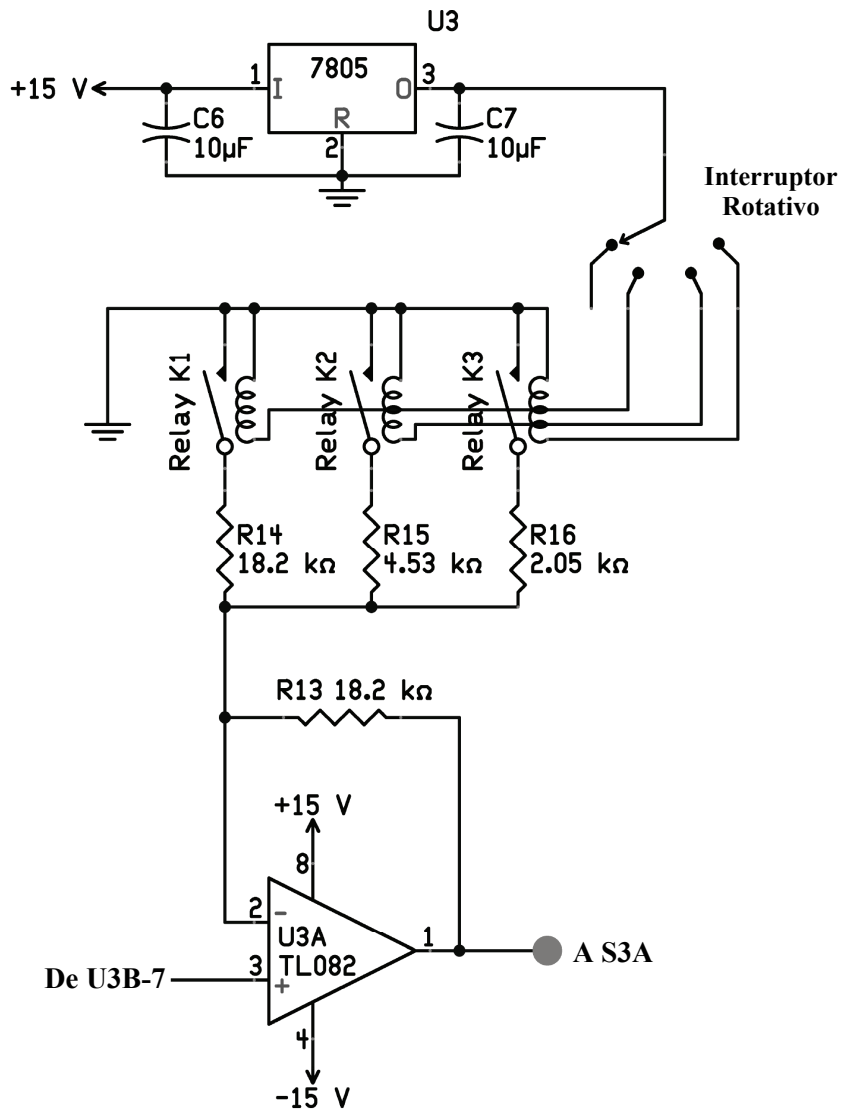


Figura 24 Diagrama del circuito selector de ganancia

