



Universidad de San Carlos de Guatemala  
Facultad de Ingeniería  
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica

**ELABORACIÓN DE UNA GUÍA DE ESTUDIO PARA EL CURSO  
DE INSTRUMENTACIÓN ELÉCTRICA, CON SOLUCIÓN DE  
EJERCICIOS Y USO DE SOFTWARE**

**Luis Enrique Ramírez Juárez**

Asesorado por el Ing. Otto Fernando Andrino González

Guatemala, septiembre de 2016

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

**ELABORACIÓN DE UNA GUÍA DE ESTUDIO PARA EL CURSO  
DE INSTRUMENTACIÓN ELÉCTRICA, CON SOLUCIÓN DE  
EJERCICIOS Y USO DE SOFTWARE**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

PRESENTADO A LA JUNTA DIRECTIVA DE LA  
FACULTAD DE INGENIERÍA

POR

**LUIS ENRIQUE RAMÍREZ JUÁREZ**

ASESORADO POR EL ING. OTTO FERNANDO ANDRINO GONZÁLEZ

AL CONFERÍRSELE EL TÍTULO DE

**INGENIERO ELECTRICISTA**

GUATEMALA, SEPTIEMBRE DE 2016

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA  
FACULTAD DE INGENIERÍA



**NÓMINA DE JUNTA DIRECTIVA**

DECANO	Ing. Pedro Antonio Aguilar Polanco
VOCAL I	Ing. Angel Roberto Sic García
VOCAL II	Ing. Pablo Christian de León Rodríguez
VOCAL III	Inga. Elvia Miriam Ruballos Samayoa
VOCAL IV	Br. Raúl Eduardo Ticún Córdova
VOCAL V	Br. Henry Fernando Duarte García
SECRETARIA	Inga. Lesbia Magalí Herrera López

**TRIBUNAL QUE PRACTICÓ EL EXAMEN GENERAL PRIVADO**

DECANO	Ing. Pedro Antonio Aguilar Polanco
EXAMINADOR	Ing. Armando Gálvez Castillo
EXAMINADOR	Ing. Armando Alonso Rivera Carrillo
EXAMINADOR	Ing. Jorge Gilberto González Padilla
SECRETARIA	Inga. Lesbia Magalí Herrera López

## **HONORABLE TRIBUNAL EXAMINADOR**

En cumplimiento con los preceptos que establece la ley de la Universidad de San Carlos de Guatemala, presento a su consideración mi trabajo de graduación titulado:

### **ELABORACIÓN DE UNA GUÍA DE ESTUDIO PARA EL CURSO DE INSTRUMENTACIÓN ELÉCTRICA, CON SOLUCIÓN DE EJERCICIOS Y USO DE SOFTWARE**

Tema que me fuera asignado por la Dirección de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, con fecha 6 de febrero de 2015.

**Luis Enrique Ramírez Juárez**

Guatemala, 31 de Mayo de 2016

Ingeniero  
Coordinador de Área de Electrotecnia  
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica  
Facultad de Ingeniería  
Universidad de San Carlos de Guatemala

Estimado Ingeniero:

De acuerdo a la dirección hecha por la dirección de la Escuela, me permito hacer de su conocimiento que he tenido a bien asesorar el trabajo de graduación titulado: **"ELABORACIÓN DE UNA GUÍA DE ESTUDIO PARA EL CURSO DE INSTRUMENTACIÓN ELÉCTRICA, CON SOLUCIÓN DE EJERCICIOS Y USO DE SOFTWARE"**, desarrollado por el estudiante; Luis Enrique Ramírez Juárez, encontrándolo satisfactorio. Por lo que resuelvo dar mi aprobación al mismo, remitiéndole a la Coordinación para el trámite pertinente.

Agradeciendo su atención a la presente.

Atentamente,

Ing. Otto Andrino Fernández González  
Colegiado No. 4038

**MSc. OTTO F. ANDRINO G.**  
**ING. ELECTRICISTA**  
**COL. # 4,038**



Ref. EIME 32. 2016.  
Guatemala, 30 de MAYO 2016.

Señor Director  
Ing. Francisco Javier González López  
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica  
Facultad de Ingeniería, USAC.

Señor Director:

Me permito dar aprobación al trabajo de Graduación titulado:  
ELABORACIÓN DE UNA GUÍA DE ESTUDIO PARA EL CURSO  
DE INSTRUMENTACIÓN ELÉCTRICA, CON SOLUCIÓN DE  
EJERCICIOS Y USO DE SOFTWARE, del estudiante Luis Enrique  
Ramírez Juárez, que cumple con los requisitos establecidos para tal  
fin.

Sin otro particular, aprovecho la oportunidad para saludarle.

Atentamente,  
D Y ENSEÑAD A TODOS

Ing.   
Otto Fernando Andriano González  
Coordinador Área Electrotécnica



SFO



REF. EIME 34 2016.

El Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, después de conocer el dictamen del Asesor, con el Visto Bueno del Coordinador de Área, al trabajo de Graduación del estudiante; **LUIS ENRIQUE RAMÍREZ JUÁREZ,** titulado: **ELABORACIÓN DE UNA GUÍA DE ESTUDIO PARA EL CURSO DE INSTRUMENTACIÓN ELÉCTRICA, CON SOLUCIÓN DE EJERCICIOS Y USO DE SOFTWARE,** procede a la autorización del mismo.

Ing. Francisco Javier González López



GUATEMALA, 22 DE JULIO 2016.

Universidad de San Carlos  
De Guatemala

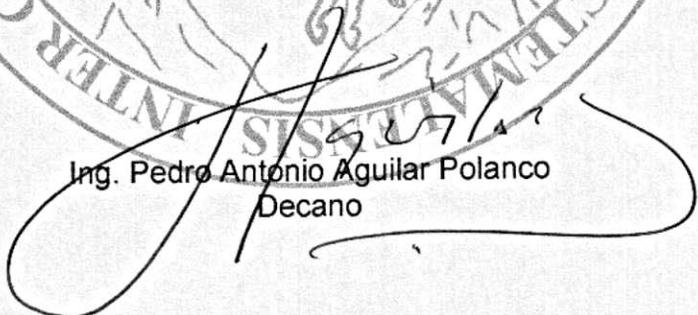


Facultad de Ingeniería  
Decanato

Ref. DTG.D.418-2016

El Decano de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de San Carlos de Guatemala, luego de conocer la aprobación por parte del Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica al trabajo de graduación titulado: **ELABORACIÓN DE UNA GUÍA DE ESTUDIO PARA EL CURSO DE INSTRUMENTACIÓN ELÉCTRICA, CON SOLUCIÓN DE EJERCICIOS Y USO DE SOFTWARE**, presentado por el estudiante universitario: **Luis Enrique Ramírez Juárez**, y después de haber culminado las revisiones previas bajo la responsabilidad de las instancias correspondientes, se autoriza la impresión del mismo.

IMPRÍMASE.

  
Ing. Pedro Antonio Aguilar Polanco  
Decano

Guatemala, septiembre de 2016



/cc

## **ACTO QUE DEDICO A:**

### **Dios**

Por ser el principio de fundamental de todo lo que existe alrededor del ser humano, por ser parte necesaria para mantener todo unido y la parte principal de toda sabiduría.

### **Mi padre**

Enrique Ramírez Colomo, quien fue indiferente a las adversidades y me brindó, en todo momento, el apoyo necesario para seguir adelante.

### **Mi madre**

Mirna Yohana Juárez Barrios, quien con sus consejos y paciencia, a través de todos los años que he estado a su lado, me brindó su apoyo incondicional.

### **Mis hermanos**

Edison Roberto y Gerson Alexander Ramírez Juárez, por la paciencia y la alegría que me brindaron en cada uno de los segundos en que he estado a su lado.

## **AGRADECIMIENTOS A:**

<b>Dios</b>	Por darme la sabiduría necesaria para afrontar cualquier dificultad que se me presentara.
<b>Mis padres</b>	Enrique Ramírez Colomo y Mirna Yohana Juárez Barrios, por ser los promotores de que nunca me rinda y seguir adelante a pesar de la adversidad.
<b>Universidad de San Carlos de Guatemala</b>	Por ser la casa de estudios que me acogió durante años y me dio las herramientas para pensar.
<b>Facultad de Ingeniería</b>	Por ser el lugar donde mi carrera se hizo una realidad.
<b>Ing. Otto Andrino</b>	Por siempre prestarme su tiempo para realizar el presente informe y estar dispuesto a compartir sus conocimientos, sin ningún interés.

## ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES.....	XIII
LISTA DE SÍMBOLOS .....	XXV
GLOSARIO .....	XXVII
RESUMEN.....	XXXI
OBJETIVOS.....	XXXIII
INTRODUCCIÓN.....	XXXV
1. PRINCIPIOS DE MEDICIÓN.....	1
1.1. Aplicaciones de la medición .....	1
1.2. Componentes del sistema de medición .....	3
1.3. Clasificación de los instrumentos .....	6
1.3.1. Instrumentos activos y pasivos .....	6
1.3.2. Instrumentos del tipo nulo y deflexión de aguja .....	8
1.3.3. Instrumentos de supervisión y control .....	10
1.3.4. Instrumentos analógicos y digitales .....	10
1.4. Errores de medición .....	12
2. CARACTERÍSTICAS DE LOS INSTRUMENTOS .....	15
2.1. Introducción .....	15
2.2. Características estáticas.....	16
2.2.1. Exactitud, inexactitud e incertidumbre .....	16
2.2.2. Precisión, repetibilidad y reproducibilidad.....	17
2.2.3. Tolerancia.....	19
2.2.4. Escala o intervalo .....	20
2.2.5. Polarización .....	20

2.2.6.	Linealidad .....	20
2.2.7.	Sensibilidad de la medición .....	21
2.2.8.	Sensibilidad a las perturbaciones .....	23
2.2.9.	Histéresis.....	26
2.2.10.	Espacio muerto .....	27
2.2.11.	Umbral.....	28
2.2.12.	Resolución.....	29
2.3.	Características dinámicas .....	29
2.3.1.	Instrumentos de orden cero.....	31
2.3.2.	Instrumentos de primer orden .....	31
2.3.3.	Instrumentos de segundo orden.....	37
2.4.	Calibración .....	39
2.5.	Selección de instrumentos .....	40
2.6.	Ejercicios de autoevaluación .....	43
3.	ERRORES DE MEDICIÓN .....	49
3.1.	Errores sistemáticos.....	49
3.1.1.	Perturbación del sistema debido a la medición .....	49
3.1.2.	Modificación de las entradas en los sistemas de medición .....	54
3.1.2.1.	Diseño cuidadoso del instrumento .....	56
3.1.2.2.	Método de las entradas opuestas .....	56
3.1.2.3.	Retroalimentación de alta ganancia .....	57
3.1.2.4.	Filtrado de señales .....	61
3.1.3.	Otras fuentes de errores sistemáticos .....	62
3.1.3.1.	Desgaste en los componentes de los instrumentos.....	62
3.1.3.2.	Conexión de las puntas de prueba .....	62
3.1.3.3.	Fuerza electromotriz térmica .....	63

3.2.	Errores aleatorios .....	65
3.2.1.	Análisis estadística de los datos .....	66
3.2.1.1.	Valores de la media y la mediana .....	66
3.2.1.2.	Desviación estándar y varianza .....	68
3.2.2.	Distribuciones de frecuencia .....	71
3.2.2.1.	Distribución gaussiana .....	76
3.2.2.2.	Tablas de función de error .....	78
3.2.2.3.	Uso de las tablas de función de error ..	78
3.2.2.4.	Distribución de tolerancias de manufactura .....	81
3.2.2.5.	Error estándar de la media .....	84
3.3.	Reducción de errores utilizando instrumentos inteligentes .....	85
3.3.1.	Reducción de errores sistemáticos .....	90
3.3.2.	Reducción de errores aleatorios .....	92
3.4.	Error total en todo el sistema de medición .....	93
3.4.1.	Error en un producto .....	93
3.4.2.	Error en un cociente .....	94
3.4.3.	Error en una suma .....	95
3.4.4.	Error en una diferencia .....	97
3.4.5.	Error total cuando se combinan mediciones múltiples .....	98
3.5.	Ejercicios de autoevaluación .....	99
4.	AMPLIFICADORES OPERACIONALES .....	105
4.1.	Símbolo de circuito y terminales .....	105
4.2.	Encapsulado y terminales .....	106
4.2.1.	Encapsulado .....	106
4.2.2.	Combinación de símbolo y terminales .....	108
4.3.	Cómo identificar o especificar un amplificador operacional ...	109

4.3.1.	Prefijo de letras .....	110
4.3.2.	Número de circuito .....	110
4.3.3.	Sufijo de letras.....	110
4.4.	Conexión de circuito de amplificadores operacionales .....	111
4.4.1.	La fuente de alimentación .....	111
5.	REALIMENTACIÓN NEGATIVA .....	113
5.1.	¿Qué es la realimentación negativa y por qué se utiliza? .....	113
5.2.	Conceptos básicos.....	113
5.3.	Los efectos de la realimentación negativa .....	115
5.4.	Las cuatro variantes de la realimentación negativa .....	116
5.4.1.	Realimentación serie-paralelo .....	117
5.4.2.	Efectos de la configuración serie paralelo en las impedancias .....	122
5.4.3.	Efectos de distorsión .....	127
5.5.	Configuración paralelo-serie .....	129
5.6.	Configuraciones paralelo-paralelo y serie-serie .....	133
5.7.	Limitaciones en el uso de la realimentación negativa .....	135
6.	AMPLIFICADORES OPERACIONALES.....	137
6.1.	Amplificadores inversor y no inversor.....	137
6.1.1.	Amplificador de tensión no inversor .....	138
6.1.2.	Amplificador de tensión inversor .....	140
6.1.3.	Laboratorio 6.1 .....	143
6.1.3.1.	Instrucciones .....	143
6.1.4.	Laboratorio 6.2 .....	148
6.1.4.1.	Instrucciones .....	149
6.1.5.	Convertidor de corriente-tensión inversor.....	156
6.1.6.	Convertidor tensión-corriente no inversor.....	156

6.1.7.	Laboratorio 6.3.....	158
	6.1.7.1. Instrucciones.....	160
6.1.8.	Amplificador de corriente inversor .....	164
6.1.9.	Amplificadores sumadores .....	166
6.1.10.	Amplificador sumador no inversor .....	170
6.1.11.	Amplificador diferencial.....	174
6.1.12.	Laboratorio 6.4.....	176
	6.1.12.1. Instrucciones.....	179
6.1.13.	Laboratorio 6.5.....	183
	6.1.13.1. Instrucciones.....	186
6.1.14.	Laboratorio 6.6.....	190
	6.1.14.1. Instrucciones.....	192
6.1.15.	Sumador y restador .....	195
6.1.16.	Laboratorio 6.7.....	196
	6.1.16.1. Instrucciones.....	197
6.1.17.	Laboratorio 6.8.....	206
	6.1.17.1. Instrucciones.....	206
6.1.18.	Laboratorio 6.9.....	209
	6.1.18.1. Instrucciones.....	210
6.1.19.	Laboratorio 6.10.....	211
	6.1.19.1. Instrucciones.....	212
6.1.20.	Laboratorio 6.11.....	215
	6.1.20.1. Instrucciones.....	215
6.2.	Polarización con una única tensión de alimentación .....	220
6.3.	Intensificación de la corriente .....	225
	6.3.1. Laboratorio 6.12.....	227
	6.3.1.1. Instrucciones.....	228
	6.3.2. Laboratorio 6.13.....	231
	6.3.2.1. Instrucciones.....	232

6.3.3.	Laboratorio 6.14 .....	236
6.3.3.1.	Instrucciones .....	237
6.3.4.	Laboratorio 6.15 .....	240
6.3.4.1.	Instrucciones .....	241
6.3.5.	Laboratorio 6.16 .....	244
6.3.6.	Instrucciones .....	246
7.	AMPLIFICADORES DIFERENCIALES, DE INSTRUMENTACIÓN Y DE PUENTE .....	251
7.1.	Introducción.....	251
7.2.	Amplificador diferencial básico.....	251
7.2.1.	Introducción.....	252
7.2.2.	Voltaje en modo común.....	254
7.3.	Comparación entre amplificadores diferenciales y amplificadores de una sola entrada.....	255
7.3.1.1.	Medición con amplificador de entrada única.....	255
7.3.2.	Medición con un amplificador diferencial.....	257
7.4.	Cómo mejorar el amplificador diferencial básico .....	258
7.4.1.	Aumentar la resistencia de entrada.....	258
7.4.2.	Ganancia ajustable.....	261
7.5.	Amplificador de instrumentación .....	263
7.5.1.	Funcionamiento del circuito.....	263
7.5.2.	Voltaje de salida respecto a una referencia.....	266
7.6.	Detección y medición mediante el amplificador de instrumentación .....	269
7.6.1.	Terminal de detección .....	269
7.6.2.	Mediciones de voltaje diferencial.....	270
7.6.3.	Convertidor de voltaje diferencial a corriente .....	273

7.7.	El amplificador de instrumentación como circuito acondicionador de señal.....	276
7.7.1.	Introducción al sensor de deformaciones .....	276
7.7.2.	Material utilizado en el sensor de deformación.....	277
7.7.3.	Cómo se usa la información obtenida mediante el sensor de deformación .....	278
7.7.4.	Laboratorio 7.1.....	280
7.7.4.1.	Instrucciones.....	280
7.7.5.	Laboratorio 7.2.....	287
7.7.5.1.	Instrucciones.....	287
7.7.6.	Laboratorio 7.3.....	293
7.7.7.	Instrucciones.....	294
7.7.8.	Laboratorio 7.4.....	299
7.7.8.1.	Instrucciones.....	299
7.7.9.	Laboratorio 7.5.....	302
7.7.9.1.	Instrucciones.....	303
7.7.10.	Laboratorio 7.6.....	308
7.7.10.1.	Instrucciones.....	310
7.7.11.	Laboratorio 7.7.....	312
7.7.11.1.	Instrucciones.....	313
7.7.12.	Laboratorio 7.8.....	314
7.7.12.1.	Instrucciones.....	316
8.	PUENTES DC .....	325
8.1.	Introducción .....	325
8.1.1.	Operación básica.....	325
8.1.2.	Errores de medición.....	327
8.1.3.	Circuito equivalente de Thevenin.....	329
8.2.	Puente Kelvin .....	333

8.2.1.	Efectos de los alambres de conexión .....	333
8.2.2.	Puente doble Kelvin .....	335
8.3.	Puente wheatstone con protección .....	339
8.3.1.	Circuito con protección.....	339
8.3.2.	Resistencia de tres terminales .....	341
8.4.	Medición de pequeños cambios en la resistencia .....	343
8.4.1.	Puente básico de resistencias.....	343
8.4.2.	Efectos térmicos en el balance del puente .....	345
8.5.	Balanceo de un puente de sensores de deformación .....	346
8.5.1.	Técnica obvia .....	347
8.5.2.	Una técnica mejor .....	348
8.6.	Aumento en la salida del puente de sensores de deformación .....	350
8.7.	Una aplicación práctica del detecto de deformaciones .....	353
8.8.	Medición de presión, fuerza y peso.....	355
8.9.	Amplificador de puente básico .....	355
8.9.1.	Introducción.....	356
8.9.2.	Funcionamiento del circuito puente básico.....	358
8.9.3.	Procedimiento para ajustar a cero.....	358
8.9.4.	Medición de temperatura con un circuito puente ...	359
8.10.	Como dar más versatilidad al amplificador de puente.....	363
8.10.1.	Transductores de tierra .....	364
8.10.2.	Transductores de corriente alta.....	364
8.10.3.	Laboratorio 8.1 .....	365
8.10.3.1.	Instrucciones .....	366
8.10.4.	Laboratorio 8.2 .....	374
8.10.4.1.	Instrucciones .....	374
8.10.5.	Laboratorio 8.3 .....	381
8.10.5.1.	Instrucciones .....	382

8.10.6.	Laboratorio 8.4.....	388
	8.10.6.1. Instrucciones.....	389
8.10.7.	Laboratorio 8.5.....	396
	8.10.7.1. Instrucciones.....	396
8.10.8.	Laboratorio 8.6.....	398
	8.10.8.1. Instrucciones.....	399
8.10.9.	Laboratorio 8.7.....	401
	8.10.9.1. Instrucciones.....	401
8.10.10.	Laboratorio 8.8.....	404
	8.10.10.1. Instrucciones.....	404
9.	SISTEMAS DE CONTROL.....	407
9.1.	Proceso .....	407
9.1.1.	Definición del termino variable.....	408
9.1.2.	Función de los sistemas de instrumentación .....	408
9.1.3.	Diferencia entre control manual y automático.....	409
9.1.4.	VARIABLES usadas en un control de proceso .....	410
	9.1.4.1. Ejercicios .....	411
9.1.5.	<i>Upset</i> , realimentación y bucle de control de realimentación .....	412
9.1.6.	Componentes de un sistema de control retroalimentado y sus funciones .....	413
9.1.7.	Definición de tiempo de respuesta.....	415
9.1.8.	Diferencia entre los términos exactitud y precisión .....	417
9.1.9.	Cómo los cambios en las variables de proceso pueden ser convertidos para la transmisión de señales .....	419

9.1.10.	Tipos más comunes de señales estándar para instrumentos.....	419
9.1.11.	Rangos estándar de señales de transmisión electrónicas y neumáticas .....	420
9.1.12.	Elementos de control final .....	421
9.1.13.	Listado de comunes tipos de elementos de control.....	422
9.1.14.	Cómo los elementos finales de control son situados eléctricamente.....	422
9.1.15.	Cómo un elemento final de control es situado neumáticamente.....	422
9.2.	Otros bucles de control .....	423
9.2.1.	Diferencia entre un solo bucle de control de realimentación y control de bucle múltiple.....	423
9.2.2.	Principios operativos de control en cascada, <i>ratio control</i> y <i>feedforward control</i> .....	424
9.3.	Dos posiciones de control .....	430
9.3.1.	Función de un controlador en un bucle de proceso.....	430
9.3.2.	Cuatro modos de control .....	431
9.3.3.	Operación del principio del control de dos posiciones .....	432
9.3.4.	Efecto del controlador de dos posiciones en un lazo de control .....	434
9.3.5.	Control proporcional .....	434
9.3.6.	Función de control continuo .....	435
9.3.7.	Principio de operación del control proporcional.....	435
9.3.8.	Definición de banda proporcional .....	439

9.3.9.	Efectos del cambio de amplitud de la banda proporcional .....	442
9.4.	Control PID .....	445
9.4.1.	Importancia de tener la cantidad apropiada de control proporcional .....	445
9.4.2.	Definición de offset .....	447
9.4.3.	Función de control integral .....	448
9.4.4.	Función del control derivativo .....	450
10.	ERRORES EN INSTRUMENTACIÓN .....	455
10.1.	Definir el error de instrumento .....	455
10.1.1.	Describir cómo un error del instrumento puede afectar negativamente en la operación de un proceso .....	455
10.1.2.	Descripción de la función ideal en un gráfico de entrada/salida y la forma de una curva de calibración.....	457
10.2.	Características de los instrumentos de medición .....	458
10.2.1.	Definir exactitud, banda muerta, histéresis, linealidad y repetibilidad en términos de errores de instrumentos .....	458
10.2.2.	Describir los efectos de banda muerta, histéresis, linealidad y repetibilidad en una curva de calibración ideal .....	460
10.2.3.	Histéresis .....	461
10.2.4.	Banda muerta e histéresis .....	462
10.2.5.	Linealidad .....	462
10.3.	Análisis de los errores de la instrumentación .....	463

10.3.1.	Explicar los cinco métodos típicos usados para describir el rango de exactitud.....	464
10.3.2.	Describir la relación entre exactitud y rangeabilidad.....	464
10.3.3.	Describir el desplazamiento de cero y explicar cómo se representa en una gráfica de entrada y salida .....	465
10.3.4.	Desplazamiento de cero.....	466
10.3.5.	Error de <i>spam</i> .....	467
10.3.6.	Definir la combinación de errores y explicar cómo son representados en una gráfica de salida contra entrada.....	468
10.4.	Análisis de errores de instrumentos .....	469
10.4.1.	Describir la importancia del montaje correcto de instrumentos de medición.....	469
10.4.2.	Describir la posición del error y cómo preverlos....	470
10.4.3.	Definir el paralelismo y describir cómo prevenirlo .	470
10.4.4.	Interpretar la división y subdivisión de diferentes escalas de instrumentos.....	471
10.4.5.	Identificar la acción tomada si la posición del puntero es difícil de leer debido a la vibración o fluctuación .....	471
CONCLUSIONES.....		473
RECOMENDACIONES .....		475
BIBLIOGRAFÍA.....		477
ANEXOS.....		479

## ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

### FIGURAS

1.	Elementos de un sistema de control de lazo cerrado simple .....	3
2.	Elementos de un instrumento de medición .....	4
3.	Medidor de presión pasivo .....	7
4.	Indicador de nivel de un tanque de gasolina .....	7
5.	Medidor de presión de peso muerto.....	9
6.	Contador de revoluciones .....	11
7.	Comparación de exactitud y precisión.....	18
8.	Característica de salida del instrumento .....	21
9.	Representación de la deriva de sensibilidad .....	24
10.	Característica del instrumento con histéresis.....	27
11.	Característica del instrumento con espacio muerto .....	28
12.	Característica de la respuesta tipo escalón del instrumento de primer orden.....	33
13.	Respuestas de escalón de instrumentos de segundo orden.....	39
14.	Carga del circuito al añadir un voltímetro .....	51
15.	Milivoltímetro .....	57
16.	Diagrama de bloques para instrumento de medición de voltaje.....	58
17.	Diagrama a bloques del instrumento de medición de voltaje con retroalimentación de alta ganancia .....	60
18.	Filtrado de señales.....	61
19.	Histograma de mediciones.....	71
20.	Curva de distribución de frecuencias de mediciones .....	72
21.	Histograma de errores.....	74

22.	Curva de distribución de frecuencias de errores.....	74
23.	Límites de $\pm\sigma$ en errores de medición.....	81
24.	Distribución de frecuencias de tolerancias de manufactura.....	82
25.	Circuito para la pregunta 3.....	100
26.	Símbolo de circuito de un amplificador operacional de propósito general.....	106
27.	Los tres encapsulados más comunes en los amplificadores operacionales .....	108
28.	Diagramas de conexión para encapsulados típicos de amplificadores operacionales .....	109
29.	Las fuentes de alimentación de los amplificadores operacionales de propósito general son bipolares.....	112
30.	Realimentación negativa.....	114
31.	Conexión serie-paralelo .....	120
32.	Divisor de tensión simple para $\beta$ .....	121
33.	Impedancia de entrada de la configuración serie-paralelo.....	123
34.	Impedancia de entrada en modo común.....	124
35.	Impedancia de salida de la configuración serie-paralelo .....	126
36.	Modelo de distorsión (bucle abierto).....	128
37.	Modelo de distorsión (bucle cerrado).....	129
38.	Conexión paralelo-serie .....	130
39.	Análisis de la configuración paralelo-serie.....	132
40.	Conexión paralelo-paralelo .....	134
41.	Conexión serie-serie .....	134
42.	Amplificador de tensión no inversor .....	139
43.	Amplificador básico paralelo-paralelo .....	140
44.	Amplificador de tensión inversor .....	141
45.	Análisis del amplificador inversor de la figura 44 .....	142
46.	Análisis en un AOP diferencial con dos resistencias externas.....	144

47.	Análisis en un AOP diferencial con cuatro resistencias externas.....	149
48.	Convertidor de tensión-corriente .....	157
49.	Convertidor de voltaje diferencial a corriente usando tres amplificadores operacionales 741 .....	159
50.	Amplificador de corriente inversor .....	166
51.	Amplificador sumador.....	167
52.	Mezclador de audio .....	169
53.	Amplificador sumador no inversor .....	170
54.	Circuito equivalente de entrada para el canal 1 .....	172
55.	Amplificador sumador no inversor con búfer de entrada .....	174
56.	Amplificador diferencial .....	175
57.	Amplificador diferencial con compensación para ganancias desadaptadas.....	175
58.	Amplificador operacional en modo común con una PT100 en el lazo de retroalimentación.....	177
59.	Gráfica obtenida de la tabla XVIII, $V_{XMM1}$ contra $R_{PT100}$ .....	183
60.	Amplificador operacional en modo común con una PT100 en el lazo de retroalimentación positiva conectada a tierra .....	184
61.	Gráfica obtenida de la tabla XIX, $V_{xmm1}$ contra $\%R_{pt}$ .....	189
62.	Amplificador operacional en modo común con una PT100 conectada en el lazo de retroalimentación negativa y resistencias externas desiguales .....	191
63.	Gráfica obtenida de la tabla XX, $V_{XMM1}$ contra $R_{PT100}$ .....	194
64.	Circuito sumador/restador .....	196
65.	Combinación del modo común y diferencial en un AOP diferencial balanceado.....	197
66.	Medición de la impedancia de entrada en un AOP diferencial balanceado.....	207

67.	Aumento de la resistencia de entrada utilizando seguidores de voltaje .....	210
68.	Circuito con entrada y salida diferencial .....	212
69.	Circuito con entrada diferencial .....	216
70.	Polarización con una única fuente de alimentación en un amplificador no inversor.....	222
71.	Polarización mejorada del circuito de la figura 70.....	223
72.	Amplificador inversor con una única fuente de alimentación .....	224
73.	Intensificador de corriente.....	226
74.	Comparación entre amplificadores operacionales de propósito general con amplificadores de alta velocidad .....	228
75.	Circuito de amplificador inversor y no inversor usado para ejemplificar una fuente de voltaje controlada por voltaje .....	232
76.	Circuito de amplificador inversor y no inversor usado para ejemplificar una fuente de corriente controlada por voltaje.....	237
77.	Circuito de una fuente de voltaje controlada por corriente.....	241
78.	Circuito de una fuente de corriente controlada por corriente .....	246
79.	Amplificador diferencial básico .....	253
80.	La ganancia de voltaje en modo común debe ser cero.....	255
81.	Los voltajes de ruido se comportan como si estuvieran en serie con la señal de entrada .....	256
82.	El amplificador diferencial está conectado de manera que el voltaje de ruido es el voltaje en modo común y no se amplifica.....	258
83.	Cómo mejorar el amplificador diferencial básico .....	260
84.	Amplificador de instrumentación.....	264
85.	El voltaje de salida de un amplificador (AI) puede ser sobre un nivel de voltaje determinado.....	268
86.	Al extender las terminales del sensor y de referencia hasta las terminales de carga se logra que $V_o$ dependa de la ganancia del	

	amplificador y de los voltajes de entrada y no de las corrientes en la carga o de la resistencia de carga .....	270
87.	Estilo del encapsulado en (a) y un AI utilizando para medir un voltaje diferencia flotante en (b) .....	271
88.	Con un AI, un amplificador operacional y una resistencia se construye un convertidor de voltaje diferencial a corriente.....	274
89.	Empleo de un sensor de deformaciones para medir el cambio en la longitud de una estructura.....	278
90.	Circuito del amplificador de instrumentación.....	281
91.	Amplificador de instrumentación con entrada desde una termocupla	288
92.	Divisor de voltaje con un potenciómetro que simula el voltaje diferencial de una termocupla tipo J.....	289
93.	Detección y medición mediante el amplificador de instrumentación ..	294
94.	Gráfica de $V_o$ contra $aR$ .....	296
95.	Gráfica $V_o$ contra $R_L$ .....	298
96.	Detección y medición mediante el amplificador de instrumentación usando como señal de entrada la salida diferencial de una termocupla .....	300
97.	Gráfica de XMM2 .....	301
98.	Amplificador de instrumentación como circuito acondicionador de señal.....	303
99.	Gráfica de $V_1-V_2$ contra $R+\Delta R$ .....	307
100.	Gráfica de $V_{out}$ contra $R+\Delta R$ .....	308
101.	Planteamiento del problema biomédico: latidos del corazón de un feto .....	309
102.	Circuito equivalente del problema biomédico: latidos del corazón de un feto .....	310

103.	Comparación entre amplificadores operacionales de propósito general con AOP de capacidades superiores de tensión de alimentación y voltaje de salida .....	313
104.	Mediciones realizadas en Multisim .....	314
105.	Amplificador operacional usado como convertidor de voltaje diferencial a corriente con salida de 0 a 20 mA .....	316
106.	$I_{XMM1}$ contra $E_1 - E_2$ .....	322
107.	Puente empleado para las mediciones de precisión de resistencias en el rango de fracciones de ohms hasta varios megaohms .....	328
108.	Aplicación del teorema de Thevenin al puente Wheatstone. a) configuración del puente Wheatstone. b) Resistencia de Thevenin desde las terminales <i>c</i> y <i>d</i> . c) Circuito Thenvenin completo, con el galvanómetro conectado a las terminales <i>c</i> y <i>d</i> .....	331
109.	Cálculo de la deflexión del galvanómetro originado por un pequeño desequilibrio en la rama BC, empleando el circuito Thevenin .....	332
110.	Circuito del puente Wheatstone; muestra la resistencia <b><i>R<sub>y</sub></i></b> del conductor del punto <i>m</i> al punto <i>n</i> .....	334
111.	Circuito básico del puente doble de Kelvin .....	336
112.	Circuito simplificado de un puente doble de Kelvin, utilizado para la medición de valores de resistencias muy bajos .....	338
113.	Alambre de protección en la terminal <b><i>R<sub>x</sub></i></b> de un puente Wheatstone con protección que elimina las fugas superficiales .....	340
114.	La terminal con protección hace retornar la corriente de fuga a la batería.....	342
115.	Resistencia de tres terminales, conectada a un puente de megaohms de alto voltaje con protección.....	342
116.	El arreglo de puente de resistencia y el voltaje e alimentación <b><i>E</i></b> convierten un cambio en la resistencia en el sensor de deformación .	344

117.	El sensor de deformación para compensación de temperatura tiene los mismos cambios e resistencia que el sensor en operación al incrementarse .....	346
118.	El potenciómetro de balanceo $R_B$ , se ajusta de manera que $E1 - E2 = 0 V$ .....	348
119.	Red de balance mejorada, $R_{B1}$ y $R_{B2}$ permiten ajustar fácilmente $V_0$ al valor 0 V .....	349
120.	Comparación de sensibilidad de tres arreglos de puente sensores de deformación .....	352
121.	El amplificador de instrumentación AD620 sirve para aumentar la salida de los cuatro sensores de deformación.....	353
122.	Este amplificador de puente entrega un voltaje directamente proporcional al cambio de la resistencia del transductor.....	357
123.	Solución del ejemplo 8.4., un cambio en la temperatura de entrada de 25 a 50 °C produce un cambio en el voltaje de salida de 0 a 319 mV.....	363
124.	El amplificador en puente se utiliza con un transductor conectado a tierra en (a) y con un transductor de corriente alta en (b) .....	365
125.	Circuito de ayuda para el análisis de los tres primeros ejercicios del laboratorio 8.1 .....	366
126.	Circuito usado para el análisis del sexto ejercicio del laboratorio 8.1	371
127.	Circuito de ayuda para el análisis de los tres primeros ejercicios del laboratorio 8.2 .....	375
128.	Circuito usado para el análisis del sexto ejercicio del laboratorio 8.2	379
129.	Circuito de ayuda para análisis de los ejercicios 1, 2 y 3 del laboratorio 8.3 .....	382
130.	Circuito usado para el análisis del sexto ejercicio del laboratorio 8.3	386
131.	Circuito de ayuda para el análisis de los ejercicios 1, 2 y 3 .....	389
132.	Circuito usado para el análisis del sexto ejercicio del laboratorio 8.4	393

133.	Circuito de un acondicionador de señal que simula el comportamiento de dos sensores resistivos $R_1$ y $R_3$ montados en un puente de Wheatstone.....	397
134.	Circuito de un acondicionador de señal que simula el comportamiento de dos sensores resistivos $R_2$ y $R_4$ montados en un puente de Wheatstone.....	399
135.	Circuito de un acondicionador de señal que simula el comportamiento de dos sensores resistivos $R_1$ y $R_4$ montados en un puente de Wheatstone.....	402
136.	Circuito de un acondicionador de señal que simula el comportamiento de dos sensores resistivos $R_2$ y $R_3$ montados en un puente de Wheatstone.....	405
137.	Curva de temperatura en función del tiempo .....	416
138.	Presión en función del tiempo 1 .....	418
139.	Presión en función del tiempo 2.....	418
140.	Aplicación de control en cascada.....	424
141.	Ejemplo de un grado más preciso de control.....	425
142.	Ejemplo de <i>control ratio</i> .....	426
143.	Ejemplo de un intercambiador de calor.....	428
144.	Combinación de dos tipos de control <i>feedforward</i> y control retroalimentado.....	429
145.	Ejemplo de bucle .....	432
146.	Ejemplo de realimentación continua .....	433
147.	Variable controlada contra elemento de control final .....	436
148.	Intercambiador de calor .....	438
149.	Gráfica de controlador de acción directa .....	439
150.	Gráfica de variable controlada contra elemento final de control .....	441
151.	Gráfica de variable controlada contra elemento de control final 2 .....	442
152.	Gráfica variable controlada contra elemento final de control 3 .....	443

153.	Control proporcional .....	446
154.	Banda proporcional .....	446
155.	Definición del termino <i>offset</i> .....	447
156.	Función de control integral .....	450
157.	Control PID.....	452
158.	Errores en los instrumentos .....	456
159.	Banda muerta.....	460
160.	Histéresis .....	461
161.	Banda muerta e histéresis.....	462
162.	Linealidad.....	463
163.	Desplazamiento de cero.....	466
164.	Error de spam .....	467
165.	Combinación del error de <i>spam</i> y desplazamiento de cero.....	468

## TABLAS

I.	Datos del ejemplo 2.1.....	22
II.	Datos del ejemplo 2.2 a 20 °C.....	25
III.	Datos del ejemplo 2.2 a 30 °C.....	25
IV.	Resultados del ejemplo 2.3 .....	36
V.	Datos del ejercicio 3 .....	44
VI.	Datos del ejercicio 5 a 20 °C .....	44
VII.	Datos del ejercicio 5 a 50 °C .....	45
VIII.	Datos del ejercicio 6 a 21 °C .....	45
IX.	Datos del ejercicio 6 a 35 °C .....	45
X.	Conjunto de mediciones de masa sujetas a errores aleatorios .....	68
XI.	Datos brindados en las mediciones .....	69
XII.	Resultados de las mediciones.....	70
XIII.	Probabilidad del ejemplo .....	80

XIV.	Datos de ejercicio 7 (millas/galón) .....	101
XV.	Prefijos de letras .....	110
XVI.	Sufijo de letras .....	111
XVII.	Combinaciones .....	116
XVIII.	Datos obtenidos a partir del circuito de la figura 58 .....	181
XIX.	Datos obtenidos de la simulación del circuito de la figura 60.....	188
XX.	Datos obtenidos de la simulación del circuito en Multisim figura 62 ...	193
XXI.	Valores de la simulación en Multisim .....	203
XXII.	Valores obtenidos para el para variación de $R_f$ .....	204
XXIII.	Valores obtenidos de Multisim para la ecuación de $R_i$ .....	204
XXIV.	Valores obtenidos en Multisim para la variación de $R_f$ .....	205
XXV.	Datos obtenidos de la simulación del tercer inciso .....	235
XXVI.	Datos obtenidos de la simulación del cuarto inciso.....	235
XXVII.	Resultados de la configuración inversora .....	239
XXVIII.	Resultados de la configuración no inversora .....	239
XXIX.	Datos medidos y calculados a partir del circuito de la figura 76 .....	243
XXX.	Resultados de la variaciones de $I_i$ .....	244
XXXI.	Datos obtenidos a partir de la simulación y cálculos teóricos .....	248
XXXII.	Datos recabados de la simulación de la figura 78 .....	249
XXXIII.	Valores encontrados en el ejercicio .....	293
XXXIV.	Valores obtenidos de $V_o$ en función de $aR$ .....	295
XXXV.	Valores medidos en los cambios de $V_o$ en función de $R_L$ .....	297
XXXVI.	Mediciones de $V_o$ con cambios en $R_L$ .....	301
XXXVII.	Datos del circuito calculados y teóricos .....	306
XXXVIII.	Datos obtenidos del laboratorio 7.5 .....	306
XXXIX.	Datos obtenidos de la simulación en Multisim del circuito de la figura 103.....	319
XL.	Datos obtenidos de la simulación del circuito figura 103, con los datos anteriores .....	320

XLI.	Datos de quinto inciso .....	321
XLII.	Resistencia en función de la temperatura de un termistor UUA41J1 .	361
XLIII.	Datos obtenidos del octavo y noveno incisos del laboratorio 8.1 .....	373
XLIV.	Valores encontrados para los incisos 8 y 9 del laboratorio 8.2 .....	381
XLV.	Valores obtenidos de la simulación de los incisos 8 y 9 del laboratorio 8.3 .....	388
XLVI.	Datos obtenidos de los inciso 8 y 9.....	395
XLVII.	Datos obtenidos de los incisos 2 y 3 .....	398
XLVIII.	Datos obtenidos de los incisos 2 y 3 .....	400
XLIX.	Datos obtenidos de la simulación de los incisos 2 y 3.....	403
L.	Datos obtenidos de los inciso 2 y 3.....	406



## LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado
I	Corriente
g	Gramo
K $\Omega$	Kilohms (mil Ohms)
$\bar{x}$	Media aritmética
$\mu$	Media geométrica
m	Metro
mA	Miliamperios
mV	Milivoltio
$\Omega$	Ohm (resistencia)
%	Porcentaje
P	Potencia
s	Segundos
$\Sigma$	Sumatoria
$\sigma$	Varianza
V	Voltaje



## GLOSARIO

<b>Amplificador</b>	Dispositivo lineal de propósito general, el cual tiene capacidad de manejo de señal desde una frecuencia 0 hasta una frecuencia definida por el fabricante.
<b>Capacitor</b>	Dispositivo pasivo, utilizado en electricidad y electrónica, capaz de almacenar energía sustentando un campo eléctrico. Está formado por un par de superficies conductoras, generalmente en forma de láminas o placas, en situación de influencia total (esto es, que todas las líneas de campo eléctrico que parten de una van a parar a la otra), separadas por un material dieléctrico o por el vacío.
<b>Corriente alterna</b>	Corriente eléctrica cuya magnitud y dirección varía cíclicamente.
<b>Corriente directa</b>	Flujo continuo de electrones a través de un conjunto entre dos puntos de distinto potencial. Esto implica un flujo de carga que siempre fluye en una sola dirección.
<b>Instrumento de medición</b>	Aparato que se usa para comparar magnitudes físicas mediante un proceso de medición. Como unidades de medida se utilizan objetos y sucesos previamente establecidos como

estándares o patrones y de la medición resulta un número que es la relación entre el objeto de estudio y la unidad de referencia. Los instrumentos de medición son el medio por el que se hace esta lógica conversión.

**Medición**

Proceso básico de la ciencia que consiste en comparar un patrón seleccionado con el objeto o fenómeno cuya magnitud física se desea medir para ver cuántas veces el patrón está contenido en esa magnitud.

**Resistencia**

Igualdad de oposición que tienen los electrones al moverse a través de un conductor. La unidad de resistencia en el Sistema Internacional es el ohmio, que se representa con la letra griega omega ( $\Omega$ ).

**Sensor**

Dispositivo capaz de detectar magnitudes físicas o químicas, llamadas variables de instrumentación, y transformarlas en variables eléctricas. Las variables de instrumentación pueden ser por ejemplo: temperatura, intensidad lumínica, distancia, aceleración, inclinación, desplazamiento, presión, fuerza, torsión, humedad, movimiento, pH, entre otros.

**Simulación**

Artificio contextual que referencia la investigación de una hipótesis o un conjunto de hipótesis de trabajo utilizando modelos.

<b>Sistema de control</b>	Conjunto de dispositivos encargados de administrar, ordenar, dirigir o regular el comportamiento de otro sistema, con el fin de reducir las probabilidades de fallo y obtener los resultados deseados.
<b>Transformador</b>	Dispositivo electromagnético estático que permite aumentar o disminuir la tensión de un circuito eléctrico de corriente alterna.



## RESUMEN

En el desarrollo del trabajo de investigación se tratan temas relacionados al curso de Instrumentación Eléctrica. La secuencia en la que se elaboró el trabajo, es la de proponer teoría, así como ejemplos y soluciones de ejercicios aplicados a la materia en estudio.

Durante el desarrollo de la teoría se presentan ejercicios, en los cuales se propone una solución matemática, aplicando la teoría que se ha estudiado, y finalmente se hace la demostración por medio del software Multisim.

En el desarrollo del trabajo de investigación se explica la teoría de los distintos tipos de circuitos que son utilizados en la instrumentación eléctrica, haciendo hincapié en las ventajas y desventajas que tiene cada uno de ellos en su aplicación.

Se estudia la aplicación de la instrumentación eléctrica en otros campos de la ingeniería, como los sistemas de control, los cuales para funcionar y realizar determinado proceso hacen uso de mediciones. Se explica que las mediciones se utilizan como un control continuo (realimentación) para que en la salida de cualquier proceso que se esté desarrollando, se tenga un producto con determinado estándar de calidad. Por lo tanto, es necesario el estudio de la instrumentación, para comprender los principios básicos que son requeridos para entender procesos simples y aplicarlos a procesos complejos en la industria.



# OBJETIVOS

## General

Elaborar una guía de estudio para el curso de Instrumentación Eléctrica, con solución de ejercicios y uso de software.

## Específicos

1. Resolver circuitos de instrumentación eléctrica en un software de simulación.
2. Entender el funcionamiento de los circuitos puente en la instrumentación eléctrica.
3. Profundizar los distintos temas abarcados por el contenido del curso con un enfoque actualizado.
4. Entender los conceptos de error en instrumentación y aplicarlos a los sistemas de control.



## INTRODUCCIÓN

La instrumentación eléctrica desarrolla un papel importante en aplicaciones que pueden ser de mayor o menor escala; a cuales se pueden encontrar en diversos ambientes de la ingeniería eléctrica, electrónica o mecánica eléctrica. Por lo tanto, su estudio conlleva el entender varios conceptos, los cuales no solo abarcan el conocimiento de principios eléctricos, sino otros, entre los cuales se podrían mencionar principios químicos y mecánicos. Esto sucede porque la instrumentación es una de las herramientas indispensables que ayudan a mejorar diferentes tipos de procesos, haciéndolos más eficientes, exactos y precisos.

Por lo tanto, no se estudia solamente la importancia de la aplicación de los circuitos eléctricos a instrumentos de medición eléctricos, sino también el conocimiento de los errores de medición, la desviación que pueden tener los mismos debido al uso de algunos dispositivos electrónicos. Estos pueden tener diferentes respuestas a un mismo valor de corriente o cualquier otra magnitud que se desee medir.

Una de las aplicaciones más importantes que se le pueden dar a la instrumentación eléctrica, en sistemas de control, que actualmente es muy utilizado es en diferentes procesos industriales. En estos procesos las mediciones son necesarias para lograr obtener un proceso automatizado, y que el mismo pueda ser eficiente para alcanzar los objetivos que se hayan planteado o, en otras palabras, para las necesidades que sean requeridas.



# 1. PRINCIPIOS DE MEDICIÓN

## 1.1. Aplicaciones de la medición

En la actualidad, las técnicas de medición han sido de suma importancia en la mayor parte de las facetas de la civilización humana. Las aplicaciones actuales de los instrumentos de medición pueden clasificarse en tres áreas principales. La primera es su utilización en el comercio reglamentado, aplicando instrumentos que miden cantidades físicas como longitud, volumen y masa, en términos de unidades patrón.

La segunda área de aplicación de instrumentos de medición corresponde a las funciones de monitoreo. Estas proporcionan información que permite a los seres humanos tomar, en consecuencia, alguna acción prescrita. El jardinero utiliza un termómetro para determinar si debe encenderse la calefacción en un invernadero o si es necesario abrir las ventanas si este está muy caliente. La lectura cotidiana de un barómetro permite decidir si se utiliza un paraguas cuando se sale de paseo. Si bien existen muchas aplicaciones de este tipo, donde se relaciona la instrumentación en la vida cotidiana, la mayoría de las funciones de supervisión existen para ofrecer la información necesaria y permitir que una persona controle alguna operación o proceso industrial.

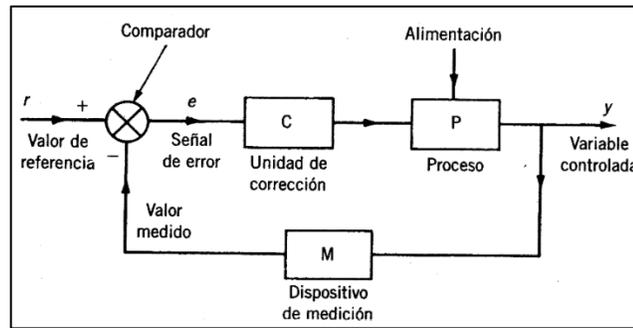
En un proceso químico, por ejemplo, el progreso de las reacciones químicas se indica por medio de la medición de temperaturas y presiones en distintos puntos, y una medida de este tipo permite que el operador tome decisiones correctas con relación al suministro de energía eléctrica de los calentadores, los flujos de agua de enfriamiento, las posiciones de las válvulas,

entre otro. Otro uso importante de los instrumentos de monitoreo se encuentra en la calibración de los instrumentos que se utilizan en los sistemas de control de procesos automáticos que se describen a continuación.

El uso de los sistemas de medición, como parte de los sistemas de control automático, constituye la tercer área de aplicación. La figura 1 presenta un diagrama de bloques de un sistema de control retroalimentado, el cual fue diseñado para mantener cierta variable de salida  $y$ , que se determina con la ayuda del instrumento de medición  $M$ . Luego se compara con el valor de referencia  $r$  y la diferencia  $e$  se aplica como una señal de error a la unidad de corrección  $C$ , la cual modifica la salida del proceso de modo tal que la variable de salida está determinada por  $y = r$ . Las características de los instrumentos de medición en sistemas de control retroalimentados de esta clase son de importancia fundamental para la calidad de control que se obtiene.

La exactitud y resolución con la que se controla una variable de salida de un proceso nunca puede ser superior a la exactitud y resolución de los instrumentos de medida que se utilizan. Este constituye un principio muy importante, que a veces se explica en forma inadecuada en muchos libros en donde se analizan los sistemas automáticos de control.

Figura 1. **Elementos de un sistema de control de lazo cerrado simple**

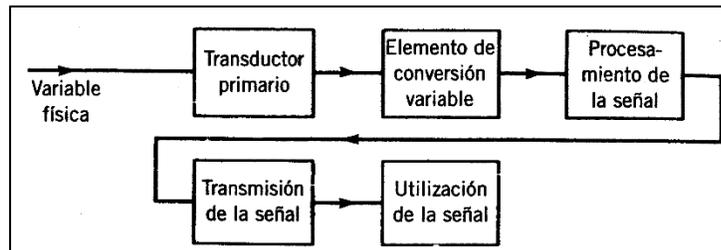


Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 6.

## 1.2. Componentes del sistema de medición

El propósito de un instrumento de medición es proporcionar información acerca del valor físico de alguna variable que se va a medir. En casos simples, un instrumento está compuesto por una sola unidad que produce una lectura o señal de salida de acuerdo con la magnitud de la variable desconocida que se aplica. Sin embargo, en situaciones más complejas, es posible que el instrumento de medición esté compuesto por varios elementos independientes, como se ilustra en la figura 2. Estos componentes pueden estar en el interior de uno o más gabinetes y es factible que los gabinetes que albergan los elementos individuales de medida estén muy cerca unos de otros o se encuentren separados físicamente.

Figura 2. **Elementos de un instrumento de medición**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 7.

El transductor primario es común en cualquier instrumento de medición. Produce una salida que es una función de la cantidad que se mide (la entrada que se le aplica). En la mayor parte de los transductores, aunque no en todos, esta función es aproximadamente lineal. Algunos ejemplos de transductores primarios son un termómetro de líquido en vidrio, un termopar y un medidor de deformación. En el primer caso, la lectura de salida está dada en términos del nivel del mercurio, por lo que este transductor primario particular es también, por sí mismo, un sistema de medición completo.

No obstante, en términos generales, el transductor primario es sólo una parte del sistema de medición. La variable de salida de un transductor primario se encuentra muchas veces en una forma inconveniente y tiene que convertirse a una más conveniente. Por ejemplo, el medidor de deformación que mide desplazamiento, proporciona una salida en forma de resistencia variable. Esta se convierte en un cambio de voltaje por medio de un circuito tipo puente, el cual es un ejemplo típico del elemento de conversión variable que se muestra en la figura 2.

Los elementos de procesamiento de señales se emplean para mejorar de alguna forma la calidad de la salida de un sistema de medición. El amplificador electrónico es un elemento de procesamiento de señales muy común, el cual amplifica la salida del transductor primario o del elemento de conversión variable, mejorando de esa manera la sensibilidad y la resolución de la medición. Este elemento del sistema de medición resulta particularmente importante en los casos en los que el transductor primario tiene una magnitud de salida relativamente baja. Por ejemplo, los termopares cuentan con una salida típica de unos cuantos milivoltios. Otros tipos de elementos de procesamiento de señales son aquellos que filtran el ruido inducido y eliminan niveles medios, etcétera.

Con bastante frecuencia, el punto de observación o aplicación de la salida de un sistema de medición se encuentra a cierta distancia física del sitio donde está el transductor primario que mide la cantidad física, y es necesario algún mecanismo de transmisión de la señal medida entre estos puntos. En ocasiones, esta separación se establece únicamente por conveniencia, aunque con mucha frecuencia es resultado de la inaccesibilidad física o dificultades ambientales para instalar la unidad de despliegue/registro de señales en el sitio donde se encuentra el transductor primario. El elemento de transmisión de señales está integrado típicamente por un cable simple (o un cable que tiene más de un conductor central), que a menudo se trenza o blindado para minimizar la corrupción de la señal debido al ruido eléctrico inducido. En la actualidad, se utilizan cables de fibra óptica en un número cada vez mayor de instalaciones, debido en parte a sus bajas pérdidas de transmisión y su inmunidad a los efectos de los campos eléctricos y magnéticos.

El elemento final en un sistema de medición corresponde al punto donde se utiliza la señal medida. En algunos casos, este elemento se omite por completo debido a que la medición se usa como parte de un esquema de control automático, así como al hecho de que la señal transmitida se alimenta directamente al sistema de control. En otros casos, este elemento del sistema de medición adquiere la forma de una unidad de presentación de señales o de una unidad de registro de señales.

### **1.3. Clasificación de los instrumentos**

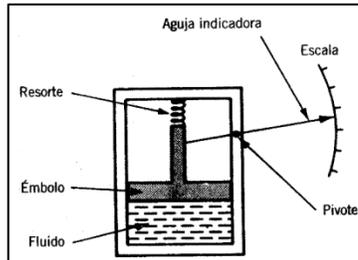
Es posible subdividir los instrumentos en clases independientes de acuerdo con varios criterios. Estas subclasificaciones resultan útiles al establecer varios atributos de instrumentos particulares como exactitud, sensibilidad, resolución y costo, así como la disponibilidad en diferentes aplicaciones.

#### **1.3.1. Instrumentos activos y pasivos**

Los instrumentos se clasifican como activos o pasivos con base en los siguientes criterios: la salida del instrumento es producida enteramente por la cantidad que se va a medir o la cantidad que se va a medir modula la magnitud de alguna fuente de potencia externa. Esto se ilustra en los siguientes ejemplos.

El dispositivo de medición de presión que se presenta en la figura 3 constituye un ejemplo de un instrumento pasivo. La presión del fluido se traduce en el movimiento de una aguja con respecto a una escala. La energía que se utiliza para mover la aguja indicadora se obtiene por completo del cambio en la presión media: no existen otras entradas de energía para el sistema.

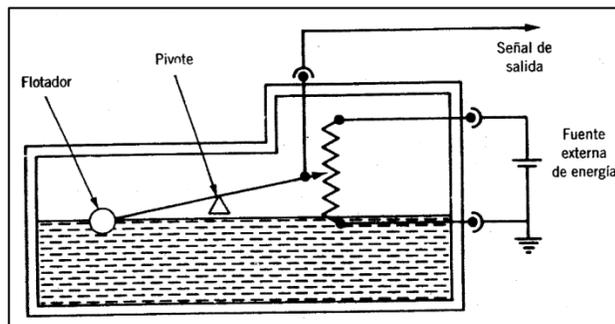
Figura 3. **Medidor de presión pasivo**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 9.

El indicador tipo flotador de nivel para un tanque de gasolina, como el que se ilustra en la figura 4, es un ejemplo de un elemento activo. Aquí, el cambio en el nivel de gasolina mueve un brazo del potenciómetro y la señal de salida está integrada por una proporción del voltaje de la fuente externa que se aplica entre los extremos del potenciómetro. La energía de la señal de salida proviene de la fuente externa: el sistema del flotador del transductor modula el valor del voltaje de la fuente externa. En los instrumentos activos, la fuente externa de energía proporciona energía eléctrica, aunque en algunos casos se pueden utilizar otras formas de energía como la neumática o la hidráulica.

Figura 4. **Indicador de nivel de un tanque de gasolina**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 9.

Una diferencia importante entre los instrumentos activos y pasivos corresponde al nivel de resolución que se obtiene en la medición. En el caso del medidor de presión simple que se indicó, la cantidad de movimiento que realiza la aguja para un cambio de presión particular está definida en gran parte por la naturaleza del instrumento. Si bien es posible aumentar la resolución de la medición haciendo que la aguja indicadora sea más larga, de tal forma que la punta de la misma se mueva a través de un arco más prologando, el alcance de una mejora de este tipo está claramente restringido por el límite práctico del arco que abarca la aguja.

Sin embargo, en un instrumento activo, el ajuste de la magnitud de la entrada de energía externa proporciona un mejor control sobre la resolución de la medición. Aunque, por cierto, el margen de mejora de la resolución de la medición es mucho mayor, no es infinito, debido a las limitaciones impuestas por la magnitud de la entrada de energía externa, al considerar los efectos de calentamiento y por razones de seguridad.

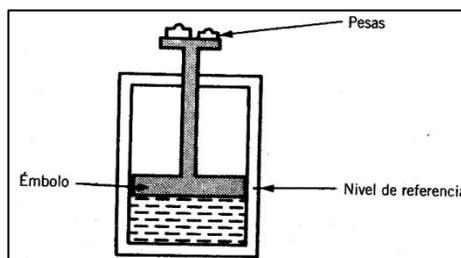
En términos de costo, los instrumentos pasivos implican, por lo general, una construcción más simple que los instrumentos activos y por esa razón su fabricación es más económica. Por lo tanto, la elección entre un instrumento activo y uno pasivo de una aplicación particular implica un balance cuidadoso entre los requerimientos de la resolución de la medición y el costo.

### **1.3.2. Instrumentos del tipo nulo y deflexión de aguja**

El medidor de presión de la figura 3 constituye un buen ejemplo de un instrumento del tipo deflexión, donde el valor de la cantidad que se mide se indica en términos de la cantidad de movimiento de una aguja.

Un tipo alternativo de medidor de presión es el peso muerto que se muestra en la figura 5, que corresponde a un instrumento del tipo nulo. Aquí, las pesas se ponen en la parte superior del émbolo hasta que el empuje hacia abajo equilibra la presión del fluido. Las pesas se agregan hasta que el émbolo alcance un nivel de referencia conocido como el punto nulo. La medición de presión se realiza en términos del valor de las pesas que se necesitan para llegar a esta posición nula.

Figura 5. **Medidor de presión de peso muerto**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 10.

La exactitud de ambos instrumentos depende de diferentes factores. En el primer caso, es función de la linealidad y de la calibración del resorte, en tanto que en el segundo, depende de la calibración de las pesas. Como la calibración de las pesas es mucho más sencilla que la selección adecuada y la calibración de un resorte de característica lineal, el segundo tipo de instrumento será normalmente el más exacto. Esto coincide con la regla general que establece lo siguiente: los instrumentos de tipo nulo resultan más exactos que los de tipo deflexión.

En términos de uso, un instrumento de tipo deflexión es sin duda el más conveniente. Resulta más simple leer la posición de una aguja indicadora contra

una escala, que agregar o quitar pesas hasta que se alcance un punto nulo. Un instrumento de tipo deflexión es, en consecuencia, el único que se utilizaría normalmente en el lugar de trabajo. Sin embargo, en labores de calibración, los instrumentos de tipo nulo resultan preferibles por su mayor exactitud. El esfuerzo extra que se requiere para utilizar un instrumento de este tipo es perfectamente aceptable en este caso, en virtud de la naturaleza esporádica de las operaciones de calibración.

### **1.3.3. Instrumentos de supervisión y control**

Una distinción importante entre diferentes instrumentos corresponde a si son adecuados únicamente para supervisar funciones o si su salida está en una forma que sea posible incluirla directamente como parte de un sistema de control automático. Los instrumentos que producen sólo una indicación auditiva o visual de la magnitud de la cantidad física que se mide, como un termómetro de líquido en vidrio, resultan adecuados únicamente para fines de supervisión. Esta clase incluye, por lo general, a los instrumentos de tipo nulo y a la mayor parte de los transductores pasivos.

Para que un instrumento sea adecuado como parte de un sistema de control automático, su salida debe estar en una forma conveniente como entrada directa al controlador. Casi siempre, esto significa que es necesario un instrumento con una salida eléctrica, aunque se utilizan en algunos sistemas otras formas de salida como las señales ópticas o neumáticas.

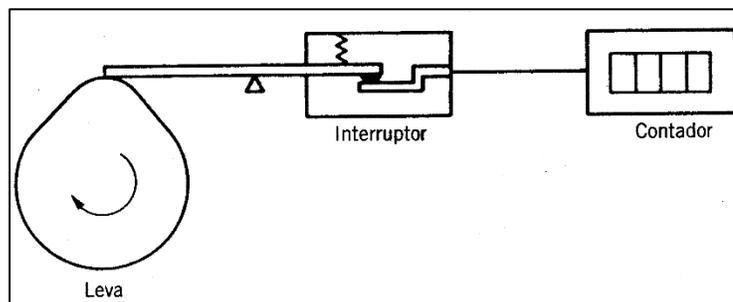
### **1.3.4. Instrumentos analógicos y digitales**

Un instrumento analógico proporciona una salida que varía continuamente cuando cambia la cantidad que se está midiendo. La salida puede tener un

número infinito de valores dentro del intervalo de medida para el cual se diseñó el instrumento. El medidor de presión tipo deflexión que se describió en la figura 3 constituye un buen ejemplo de un instrumento análogo. Cuando cambia el valor de la entrada, la aguja indicadora se mueve de modo continuo y uniforme. Aunque es posible que a la aguja indicadora se ubique en un número infinito de posiciones dentro de su margen de movimiento, el número de posiciones diferentes que el ojo puede distinguir está estrictamente limitado y depende de qué tan grande es la escala y de qué tan finamente esté dividida.

Un instrumento digital tiene una salida que varía en escalones discretos y en consecuencia sólo puede tener un número finito de valores. El contador de revoluciones que se bosqueja en la figura 6 es ejemplo de un instrumento digital. Una leva se une a un cuerpo que gira y cuyo movimiento se está midiendo, y en cada revolución la leva abre y cierra un interruptor. Las operaciones de conmutación se cuentan por medio de un contador electrónico. El sistema sólo tiene la posibilidad de contar revoluciones completas y no distingue ningún movimiento que sea menor.

Figura 6. **Contador de revoluciones**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 11.

La distinción entre instrumentos analógicos y digitales se ha vuelto particularmente importante con el rápido crecimiento de la aplicación de las microcomputadoras en los sistemas de control automáticos. Cualquier sistema de computadora digital, del cual la microcomputadora es solamente un ejemplo, efectúa sus cálculos en forma digital. Un instrumento cuya salida está en forma digital es, en consecuencia, ventajoso en aplicaciones de este tipo, ya que es posible conectarlo directamente con la computadora de control.

Los instrumentos analógicos pueden conectarse con la computadora mediante un convertidor analógico-digital (A/D), que convierte la señal de salida analógica del instrumento en una cantidad digital equivalente que se aplica a la entrada de la computadora. Esta conversión presenta varias desventajas. En primer lugar, el convertidor A/D agrega un costo importante al sistema. En segundo, se involucra un tiempo finito en el proceso de conversión de una señal analógica en una cantidad digital y dicho tiempo quizá resulte crítico en el control de procesos rápidos donde la exactitud del control depende de la velocidad de la computadora que lo lleva a cabo. La disminución de la velocidad de operación de la computadora de control impone un requerimiento de conversión A/D que afecta en consecuencia la exactitud con la que se controla el proceso.

#### **1.4. Errores de medición**

Es posible dividir los errores de los sistemas de medición en dos categorías: errores sistemáticos y errores aleatorios. Pero, existen diversos mecanismos para reducir ambos tipos de error.

Un rasgo distintivo de todos los errores sistemáticos es que producen errores que se encuentran consistentemente en el mismo lado del valor

verdadero, es decir, todos los errores son positivos o negativos. Entre ellos se incluyen la perturbación del sistema debido a la medición, los cambios ambientales (modificación de las entradas) y alteraciones en las características del instrumento. Los errores grandes que se generan debido a alteraciones en las características del instrumento se evitan al recalibrar el mismo a intervalos adecuados. En el caso de otras fuentes de errores sistemáticos, un buen técnico de medición puede eliminar considerablemente los errores calculando su efecto y corrigiendo las mediciones. Los instrumentos inteligentes efectúan lo anterior en forma automática.

Existen formas más sencillas para enfrentar los errores aleatorios, ya que estos consisten, en general, en pequeñas perturbaciones de la medición a cualquier lado del valor correcto, esto es, los errores positivos y los negativos ocurren en números aproximadamente iguales en una serie de mediciones realizadas sobre la misma cantidad. Por lo tanto, los errores aleatorios se eliminan considerablemente promediando unas cuantas mediciones de la misma cantidad. Desafortunadamente, no puede garantizarse que esta operación produzca un valor cercano al verdadero, debido a que los errores aleatorios en ocasiones provocan grandes distorsiones del valor real. Es necesario describir las mediciones sujetas a errores aleatorios en términos probabilísticos, señalando por lo general que hay 95 % de probabilidad de que un error de medición se encuentre dentro de los límites del 1 % del valor verdadero.



## **2. CARACTERÍSTICAS DE LOS INSTRUMENTOS**

### **2.1. Introducción**

La exactitud y el desempeño de los sistemas de medición están determinados, en gran medida, por las características de los instrumentos y los transductores que se utilizan. El conocimiento de estas características resulta esencial cuando se diseñan sistemas de medición para asegurar el cumplimiento de los requerimientos de la medición y el uso adecuado de instrumentos o transductores, con relación a las condiciones de operación previstas del sistema. Las funciones y características de cualquier instrumento o transductor se incluyen en la hoja de especificaciones técnicas que edita el fabricante del mismo. Cabe indicar que los datos que incluyen estas hojas de especificaciones solamente se aplican cuando el instrumento se utiliza en condiciones estándar de calibración. También se deben considerar ciertas variaciones en las características del instrumento, cuando este se utiliza en condiciones diferentes.

Se pueden dividir las características del instrumento en dos categorías: estáticas y dinámicas. Las características estáticas describen los parámetros del instrumento en estado estable, es decir, cuando la salida del instrumento produce una lectura estable, estas tienen un efecto fundamental en la calidad de las mediciones que se obtienen. Por otra parte, las características dinámicas describen la respuesta dinámica de un instrumento entre el tiempo en que cambia la cantidad medida y el tiempo que necesita la salida del instrumento para obtener un valor constante. La principal consecuencia de la característica dinámica es que, dependiendo de su naturaleza, debe transcurrir un tiempo

finito entre el valor cambiante de la cantidad medida y la salida que se lee del instrumento.

## **2.2. Características estáticas**

Describen el comportamiento de un sistema de medida cuando la magnitud a medir permanece constante en el tiempo.

### **2.2.1. Exactitud, inexactitud e incertidumbre**

El término exactitud cuantifica el grado de corrección de una medición. Una medición con exactitud elevada tendrá un error muy pequeño, mientras que una medición con exactitud baja probablemente presentará un error considerable. Con cierta frecuencia, la palabra exactitud se utiliza para cuantificar el error máximo que puede existir en una medición, aunque, hablando en términos generales, esto cuantifica la inexactitud más que la exactitud. La frase incertidumbre de la medición se utiliza algunas veces en lugar de inexactitud y quiere decir exactamente lo mismo.

El mal uso de la palabra exactitud para describir algo que en realidad es una inexactitud se encuentra ampliamente difundido en las hojas de especificaciones técnicas de los instrumentos. En estos documentos, la exactitud se señala a menudo como un porcentaje de la lectura de máxima escala de un instrumento, pero, si la cifra se indica como un porcentaje pequeño, entonces se refiere con mayor certeza a la inexactitud que a la exactitud. Si, por ejemplo, un medidor de presión con escala de 0 a 10 bares tiene una exactitud de  $\pm 1,0\%$  a plena escala, entonces debe esperarse que el error máximo en cualquier lectura corresponde a 0,1 bar.

Señalar las exactitudes en esta forma tiene consecuencias importantes cuando se realizan mediciones que son de magnitud pequeña en comparación con la escala del instrumento. Cuando el medidor de presión que acaba de mencionarse registra 1,0 bar, el error posible es 10 % de este valor. Por esta razón, constituye una importante regla de diseño de los sistemas de medición que los instrumentos se elijan de manera que su escala sea apropiada si se compara con la gama de valores que se van a medir, para mantener la mejor exactitud posible en las lecturas del instrumento. Así, si se van a realizar mediciones de presión y los valores esperados de la medición se encuentran entre 0 y 1 bar, no se usaría un instrumento con una escala de 0 a 10 bar.

### **2.2.2. Precisión, repetibilidad y reproducibilidad**

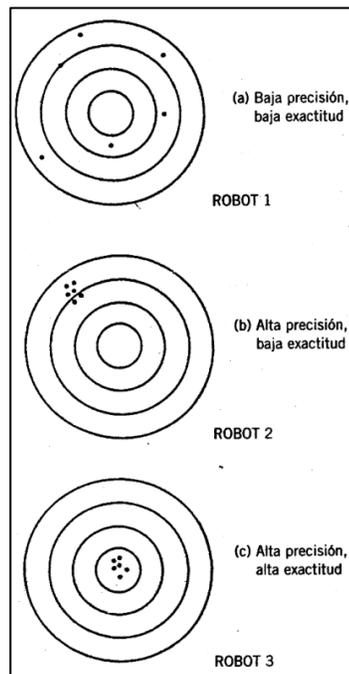
La precisión es un término que describe un grado de libertad del instrumento, a partir de variaciones aleatorias en su salida cuando se mide una cantidad constante. Si se toma un gran número de lecturas de la misma cantidad mediante un instrumento de alta precisión, entonces la dispersión de las lecturas será muy pequeña.

Incorrectamente, la precisión se confunde con la exactitud. Una precisión elevada no tiene ninguna implicación sobre la exactitud de la medición. Un instrumento de precisión elevada puede tener una exactitud baja. Las mediciones de baja exactitud que se obtienen con un instrumento de alta precisión son por lo general el resultado de una polarización en las mediciones, lo cual se elimina por medio de la recalibración.

Los términos repetibilidad y reproducibilidad significan aproximadamente lo mismo, aunque se aplican en diferentes contextos, como que se indica a continuación. La repetibilidad describe la cercanía de las lecturas de salida

cuando se aplica la misma entrada en forma repetitiva durante un periodo breve, bajo las mismas condiciones de medición, el mismo instrumento y el observador, la misma ubicación y las mismas condiciones de uso.

Figura 7. **Comparación de exactitud y precisión**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 15.

La reproducibilidad describe la cercanía de las lecturas de salida para la misma entrada, cuando hay cambios en el método de medición, el observador, el instrumento de medición, la ubicación, las condiciones de uso y el tiempo de la medición. En consecuencia, ambos términos describen la dispersión de las lecturas de salida para la misma entrada, esta dispersión se conoce como repetibilidad si estas varían. El grado de repetibilidad o reproducibilidad en las mediciones de un instrumento es una forma alternativa de expresar su precisión.

La figura 7 lo ilustra con mayor claridad. En ella se muestran los resultados de una prueba en tres robots industriales que se programaron para colocar componentes en un punto particular sobre una mesa. El punto objetivo es el centro de los círculos concéntricos que se indican y los puntos negros representan las posiciones donde cada robot colocó, en realidad, los componentes en cada intento. Como producto de este ensayo resultaron bajas la exactitud y la precisión del robot 1. El robot 2 depositó en forma consistente los componentes aproximadamente en el mismo lugar, aunque este es un punto incorrecto. Por lo tanto, tuvo una alta precisión pero una baja exactitud. Por último, el robot 3 tiene tanto alta precisión como exactitud, ya que colocó en forma consistente el componente en la posición objetivo correcta.

### **2.2.3. Tolerancia**

Es un término que se relaciona estrechamente con la exactitud y define el error máximo que se espera en algún valor. Si bien, en términos generales, no es una característica estática de los instrumentos de medición, se menciona aquí porque la exactitud de algunos instrumentos se indica como una cifra de tolerancia.

La tolerancia, cuando se usa en forma correcta, describe la desviación máxima de un componente manufacturado en relación con cierto valor nominal. Por ejemplo, la tolerancia en el diámetro de los cigüeñales que se maquinan se indica en micrómetros y los componentes de un circuito eléctrico, como los resistores, presentan tolerancias de  $\pm 5\%$ . Un resistor que se elige al azar de un lote de resistores cuyo valor nominal es  $1\ 000\ \Omega$  y una tolerancia de  $\pm 5\%$  puede tener un valor real entre  $950$  y  $1\ 050\ \Omega$ .

#### **2.2.4. Escala o intervalo**

La escala o intervalo de un instrumento define los valores mínimo y máximo de una cantidad para los que se diseñó el instrumento.

#### **2.2.5. Polarización**

Describe un error constante que existe sobre la escala completa de medición de un instrumento. En general, este error se elimina mediante la calibración.

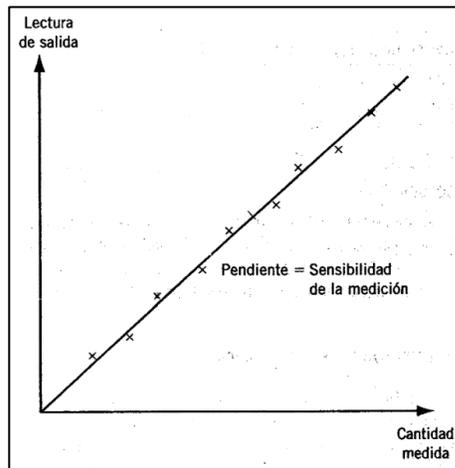
Las básculas domésticas son un ejemplo común de instrumentos en los que se presenta la polarización. Es bastante usual descubrir que se produce una lectura de quizás 1 kg sin que nadie se pare sobre la báscula. Si una persona cuyo peso conocido es de 70 kg se pesa en la balanza, la lectura sería de 71 kg, y si lo hiciera alguien que pese 100 kg la lectura sería de 101 kg. Esta polarización constante de 1 kg puede eliminarse mediante la calibración: en las básculas domésticas se tiene que girar una perilla de ajuste manual cuando no hay peso en la báscula hasta que la lectura sea igual a cero.

#### **2.2.6. Linealidad**

Comúnmente resulta deseable que la lectura de salida de un instrumento sea linealmente proporcional a la cantidad que se mide. La figura 8 presenta una gráfica de las lecturas de salida típicas de un instrumento cuando se le aplica una secuencia de cantidades de entrada. El procedimiento normal consiste en dibujar una línea que divide una misma cantidad de  $X$  en ambos lados. La falta de linealidad se define entonces como la desviación máxima de cualquiera de las lecturas de salida marcadas con  $X$ , con relación a la línea

recta. La falta de linealidad suele expresarse como un porcentaje de la lectura de máxima escala.

Figura 8. **Característica de salida del instrumento**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 17.

### 2.2.7. **Sensibilidad de la medición**

Es una medida del cambio en la salida del instrumento que ocurre cuando la cantidad medida varía en una cantidad determinada, de tal modo, la sensibilidad corresponde al cociente:

$$\frac{\text{Deflexión de la escala}}{\text{Valor de la cantidad que se mide el cual provoca deflexión}}$$

La sensibilidad de la medición es, en consecuencia, la pendiente de la línea recta que se indica en la figura 8. Si, por ejemplo, una presión de 2 bar produce una desviación de 10 grados en un transductor de presión, la

sensibilidad del instrumento equivale a 5 grados/bar (suponiendo que la desviación es cero cuando la presión aplicada es cero).

- Ejemplo 2.1

Los siguientes valores indican la resistencia de un termómetro con resistencia de platino. Estos valores se midieron en un intervalo de temperaturas. Determinar la sensibilidad de la medición del instrumento en ohm por grados centígrados.

Tabla I. **Datos del ejemplo 2.1**

Resistencia ( $\Omega$ )	Temperatura ( $^{\circ}\text{C}$ )
307	200
314	230
321	260
328	290

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 18.

- Solución

Si se representan estos valores sobre una gráfica, resulta evidente la relación lineal entre el cambio en la resistencia y el cambio en la temperatura. Para un cambio de temperatura de 30  $^{\circ}\text{C}$ , el cambio en la resistencia corresponde a 7  $\Omega$ . Por consiguiente, la sensibilidad de la medición es  $7/30 = 0,233 \Omega/^{\circ}\text{C}$ .

### **2.2.8. Sensibilidad a las perturbaciones**

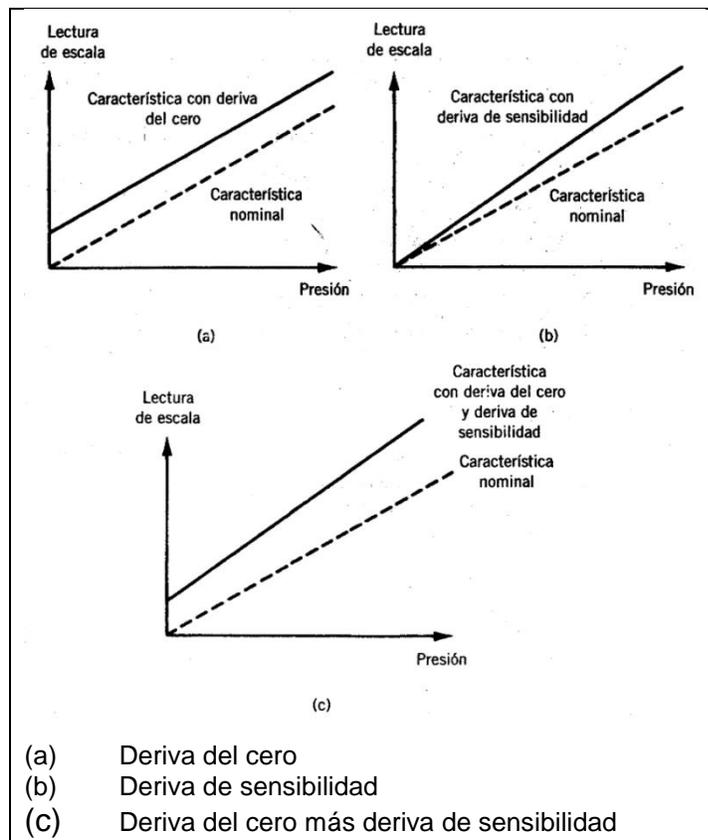
La calibración y las especificaciones de un instrumento solamente son válidas bajo condiciones controladas de temperatura, presión, entre otros. Estas condiciones ambientales estandarizadas suelen definirse en la especificación del instrumento. Cuando se presentan variaciones en la temperatura ambiental, se modifican ciertas características estáticas del instrumento y la sensibilidad a la perturbación es una medida de la magnitud de este cambio. Dichos cambios ambientales afectan el instrumento en dos formas que se conocen como la deriva del cero y la deriva de sensibilidad.

La deriva del cero describe el efecto en el cual la lectura cero de un instrumento se modifica debido a un cambio en las condiciones ambientales. Las unidades de medida para la deriva del cero son voltios por grados centígrados, en el caso de un voltímetro que resulta afectado por cambios en la temperatura ambiental. Esto se conoce comúnmente como el coeficiente de deriva del cero debido a cambios en la temperatura. Si la característica de un instrumento es sensible a varios parámetros ambientales, entonces tendrá varios coeficientes de deriva del cero, uno para cada parámetro ambiental. El efecto de la deriva del cero se refleja en una polarización de las lecturas de salida del instrumento: esto se elimina mediante la calibración en la forma usual. La figura 9(a) muestra un cambio común en la característica de salida de un medidor de presión que está sujeto a la deriva del cero.

La deriva de sensibilidad, también conocida como deriva del factor de escala, define la cantidad con la que varía la sensibilidad de un instrumento de medición cuando varían las condiciones ambientales. Se cuantifica mediante coeficientes de deriva de sensibilidad que definen qué tanta desviación ocurre

por cambio unitario en cada parámetro ambiental al cual son sensibles las características del instrumento.

Figura 9. Representación de la deriva de sensibilidad



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 17.

Muchos componentes dentro del instrumento se ven afectados por las fluctuaciones ambientales, como los cambios de temperatura, por ejemplo, el módulo de elasticidad de un resorte está en función de la temperatura. La figura 9(b) muestra el efecto que puede tener la deriva de sensibilidad en la característica de salida de un instrumento. La deriva de sensibilidad se mide en unidades de la forma grado angular por bar por grado centígrado.

Si un instrumento sufre al mismo tiempo deriva del cero y deriva de sensibilidad, la modificación típica de la característica de salida es, en ese caso, como se indica en la figura 9(c).

- Ejemplo 2.2

Una balanza del resorte se calibra a una temperatura ambiental de 20 °C y tiene la siguiente característica de deflexión de la aguja/carga:

Tabla II. **Datos del ejemplo 2.2 a 20 °C**

Carga (kg):	0	1	2	3
Deflexión (mm)	0	20	40	60

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 19.

Posteriormente, se utiliza a una temperatura ambiental de 30 °C y se mide la siguiente característica de deflexión de la aguja/carga

Tabla III. **Datos del ejemplo 2.2 a 30 °C**

Carga (kg):	0	1	2	3
Deflexión (mm)	5	27	49	71

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 19.

Determinar la deriva de sensibilidad por grado centígrado de cambio en la temperatura ambiente.

- Solución:

A 20 °C, la característica de deflexión de la aguja/carga es una línea recta. La sensibilidad es de 20 mm/kg.

A 30 °C, la característica de deflexión de la aguja/carga sigue siendo una línea recta. La sensibilidad es de 22 mm/kg.

Polarización (deriva del cero) = 5 mm (la deflexión sin carga)

Deriva de sensibilidad = 22 mm/kg

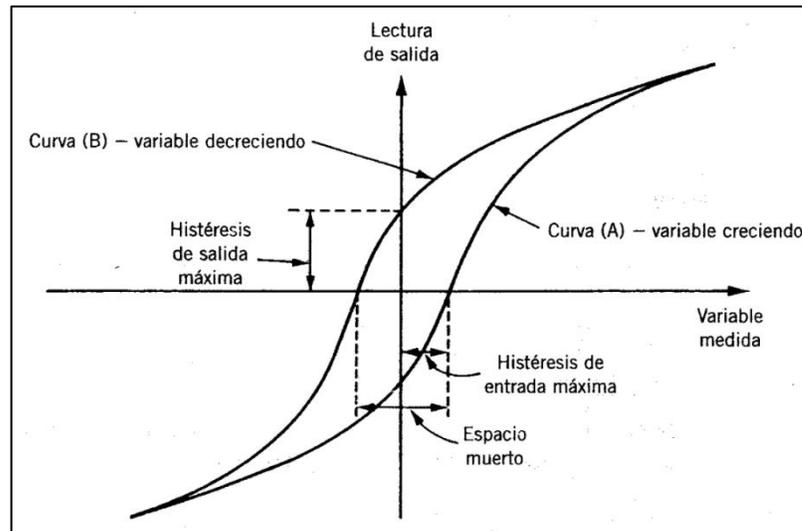
Deriva del cero/°C = 5/10 = 0,5 mm/°C

Deriva de sensibilidad/°C = 2/10 / 0,2 mm/kg/°C

### **2.2.9. Histéresis**

La figura 10 ilustra la característica de salida de un instrumento que presenta histéresis. Si la cantidad medida de entrada para el instrumento aumenta en forma uniforme a partir de un valor negativo, la lectura de salida varía como se indica en la curva (A). Si después, la variable de entrada disminuye en forma uniforme, la salida varía de la manera que se muestra en la curva (B). La falta de coincidencia entre estas curvas de carga y descarga se conoce como histéresis.

Figura 10. **Característica del instrumento con histéresis**



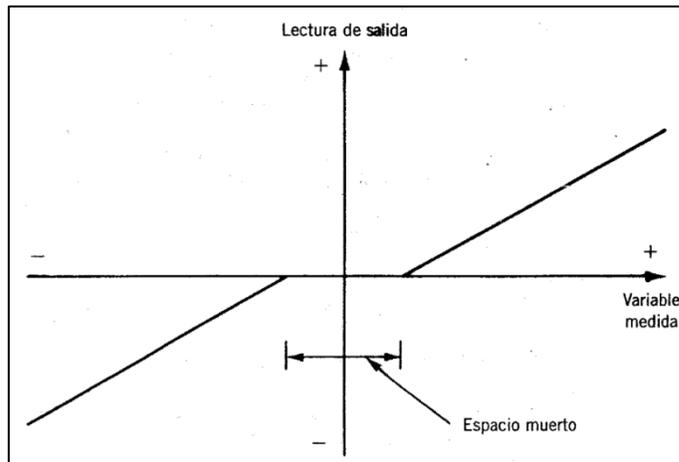
Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 20.

### 2.2.10. **Espacio muerto**

Se define como el intervalo de diferentes valores de entrada sobre el cual no hay cambio en el valor de salida.

Cualquier instrumento que manifiesta histéresis, presenta también espacio muerto, como se señala en la figura 10. Sin embargo, algunos instrumentos que no sufren histéresis considerable pueden seguir presentando espacio muerto en sus características de salida. El retroceso en los engranes es una causa típica de espacio muerto y produce el tipo de característica de salida de instrumento que se muestra en la figura 11.

Figura 11. **Característica del instrumento con espacio muerto**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 21.

### 2.2.11. Umbral

Si la entrada de un instrumento se aumenta gradualmente desde cero, la entrada tendrá que alcanzar cierto nivel mínimo antes de que el cambio en la lectura de salida del instrumento sea de magnitud suficientemente grande para detectarla. Este nivel mínimo de entrada se conoce como umbral del instrumento. La forma en la que los fabricantes de instrumentos especifican el umbral de los instrumentos varía considerablemente. Algunos señalan valores absolutos, en tanto que otros lo indican como un porcentaje de la lectura a plena escala o máxima escala.

Como ejemplo, el velocímetro de un automóvil tiene un umbral cercano a 15 km/h. Esto significa que, si el vehículo arranca desde el reposo y acelera, no se observa ninguna lectura de salida en el velocímetro hasta que la velocidad llega a 15 km/h.

### **2.2.12. Resolución**

Cuando un instrumento muestra una lectura de salida particular, hay un límite inferior en la magnitud del cambio en la cantidad medida de entrada que produce una variación observable en la salida del instrumento. Al igual que el umbral, la resolución se especifica algunas veces como un valor absoluto y otras como un porcentaje de la deflexión a máxima escala.

Uno de los principales factores que afectan la resolución de un instrumento es la cantidad de subdivisiones que presenta la escala de salida. Recurriendo de nuevo al ejemplo del velocímetro, este tiene comúnmente subdivisiones de 20 km/h. Por ello, cuando la aguja indicadora se encuentra entre las marcas de la escala, no se puede estimar la velocidad con mayor exactitud que la indicación de 5 km/h más cercana. Por tanto, esta cifra de 5 km/h representa la resolución del instrumento.

### **2.3. Características dinámicas**

Las características estáticas de los instrumentos de medición tienen que ver únicamente con la lectura de estado estable que indica el instrumento, tal como la exactitud de la lectura.

Las características dinámicas del instrumento de medición describen su comportamiento entre el tiempo que una cantidad medida cambia de valor y el tiempo en el que la salida del instrumento alcanza un valor estable en la respuesta. Como sucede con las características estáticas, todos los valores de las características dinámicas que se indican en las hojas de especificaciones técnicas del instrumento se aplican únicamente cuando este se usa en

condiciones ambientales específicas. Fuera de estas condiciones de calibración, se pueden esperar ciertas variaciones en los parámetros dinámicos.

En cualquier sistema de medición lineal e invariante en el tiempo, puede escribirse la siguiente relación general entre la entrada y la salida para el tiempo  $(t) > 0$ :

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n q_o}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} q_o}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dq_o}{dt} + a_0 q_o \\ = b_m \frac{d^m q_i}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} q_i}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{dq_i}{dt} + b_0 q_i \end{aligned} \quad [\text{Ec. 1}]$$

Donde  $q_i$  es la cantidad medida,  $q_o$  es la lectura de salida y  $a_0 \dots a_n$ ,  $b_0 \dots b_m$  son constantes.

El punto más importante de la ecuación 1 es apreciar, en forma práctica, la manera como los diferentes tipos de instrumentos responden cuando varía la cantidad medida que se les aplica.

Si se limita la consideración exclusivamente a cambios en escalón en la cantidad que se mide, la ecuación 1 se reduce a

$$a_n \frac{d^n q_o}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} q_o}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dq_o}{dt} + a_0 q_o = b_0 q_i \quad [\text{Ec. 2}]$$

Es posible efectuar una simplificación adicional considerando ciertos casos especiales de la ecuación 2 que se aplican a casi todos los sistemas de medición.

### 2.3.1. Instrumentos de orden cero

Si se considera que en la ecuación 2 se considera que todos los coeficientes son iguales a cero,  $a_1 \dots a_n$  excepto  $a_0$  entonces

$$a_0 q_o = q_o q_i \quad \text{o} \quad q_o = \frac{b_0 q_i}{a_0} = K q_i \quad [\text{Ec. 3}]$$

Donde  $K$  es una constante que se conoce como la sensibilidad del instrumento ya definido con anterioridad.

Se afirma que cualquier instrumento que se comporte de acuerdo con la ecuación 3 es del tipo de orden cero. Un potenciómetro, el cual mide movimiento, es un buen ejemplo de un instrumento con estas características, donde el voltaje de salida cambia de manera instantánea cuando se desplaza el cursor a lo largo del recorrido del potenciómetro.

### 2.3.2. Instrumentos de primer orden

Si en la ecuación 2 se considera que todos los coeficientes  $a_2 \dots a_n$  son iguales a cero, excepto  $a_0$  y  $a_1$ , entonces

$$a_1 \frac{dq_o}{dt} + a_0 q_o = b_0 q_i \quad [\text{Ec. 4}]$$

Cualquier instrumento que se comporte de acuerdo con la ecuación 4 se conoce como instrumento de primer orden. Al sustituir  $d/dt$  por el operador  $D$  ( $D \equiv d/dt$ ) en la ecuación 4 se obtiene:

$$a_1 Dq_o + a_0 q_o = b_0 q_i$$

Y, reordenando:

$$q_o = \frac{(b_0/a_0)q_i}{[1+(a_1/a_0)D]} \quad [\text{Ec. 5}]$$

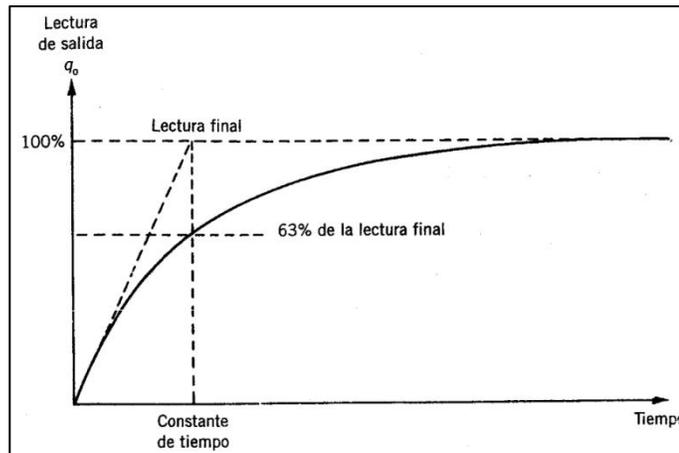
Al definir  $K = b_0/a_0$  como la sensibilidad estática y  $\tau = a_1/a_0$  como la constante de tiempo del sistema, la ecuación 5 se convierte en:

$$q_o = \frac{Kq_i}{1+\tau D} \quad [\text{Ec. 6}]$$

Si la ecuación 6 se resuelve en forma analítica, la cantidad de salida  $q_o$  en respuesta a un cambio en escalón de  $q_i$ , varía con respecto al tiempo como se indica en la figura 12. La constante de tiempo  $\tau$  de la respuesta en escalón es el tiempo que necesita la cantidad de salida  $q_o$  para llegar al 63 % de su valor final.

El termómetro es un buen ejemplo de un instrumento de primer orden. Se sabe que, si un termómetro a temperatura ambiente se sumerge en agua hirviendo, la fuerza electromotriz de salida (fem) no aumenta instantáneamente hasta un nivel que indique 100 °C, de modo similar al de la figura 12.

Figura 12. **Característica de la respuesta tipo escalón del instrumento de primer orden**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 24.

Una cantidad considerable de otros instrumentos también pertenece a esta clase de primer orden, esto es de particular importancia en los sistemas de control, donde se debe considerar el tiempo de retraso que ocurre entre una cantidad medida que cambia de valor y el instrumento de medición que indica el cambio. Por fortuna, la constante de tiempo de la mayor parte de los instrumentos de primer orden es pequeña con respecto a la dinámica de los procesos que se miden, por ello no se generan problemas serios.

- **Ejemplo 2.3**

Un globo aerostático está equipado con instrumentos de medición de temperatura y altura, además incluye un equipo de radio que puede transmitir a tierra las lecturas de salida de estos instrumentos. El globo aerostático se encuentra inicialmente sujeto al suelo y las lecturas de salida del instrumento se encuentran en estado estable. El instrumentos de medición de altitud es

aproximadamente de orden cero y el transductor e temperatura es de primer orden, con una constante de tiempo de 15 segundos. La temperatura es de primer orden con una constante de tiempo de 15 segundos. La temperatura en tierra,  $T_0$  es 10 °C y la temperatura  $T_x$  a una altura de  $x$  metros está determinada por la relación:

$$T_x = T_0 - 0.01x$$

Si el globo aerostático se libera en el tiempo cero y asciende a una velocidad de 5 metros/segundo, dibujar una tabla que muestre las mediciones de temperatura y altura indicadas a intervalos de 10 segundos durante los primeros 50 segundos de viaje. Indicar también en la tabla el error de cada lectura de temperatura. ¿Qué temperatura indica el globo aerostático a una altura de 5 000 metros?

○ Solución:

Esta pregunta requiere la solución analítica de una ecuación diferencial, para ello se utiliza el operador  $D$  y se procede de la manera siguiente (también se puede obtener la solución utilizando la transformada de Laplace y las tablas de transformada de Laplace estándar):

Se debe relacionar que la temperatura indicada por el globo aerostático en algún tiempo general  $t$  corresponda a  $T_r$ . En este caso  $T_x$  se relaciona con  $T_r$  mediante la relación:

$$T_r = \frac{T_x}{1 + \tau D} = \frac{T_0 - 0,01x}{1 + \tau D} = \frac{10 - 0,01x}{1 + 15D}$$

Se considera que  $x = 5t$ , de tal manera,

$$T_r = \frac{10 - 0,05t}{1 + 15D}$$

La parte de la función transitoria o complementaria de la función ( $T_x = 0$ ) está dada por:

$$T_{r_{cf}} = C e^{-t/15}$$

Donde  $C$  es una constante que se obtiene de las condiciones iniciales. La parte de la integral particular de la solución corresponde a:

$$T_{r_{cpi}} = C e^{-t/15}$$

Donde  $C$  es una constante que se obtiene de las condiciones iniciales. La parte de la integral particular de la solución corresponde a:

$$T_{r_{pi}} = 10 - 0,05(t - 15)$$

De tal modo, la ecuación completa está determinada por:

$$T_r = T_{r_{cf}} + T_{r_{pi}} = C e^{-t/15} + 10 - 0,05(t - 15)$$

Al aplicar las condiciones iniciales, en  $t = 0$ ,  $T_r = 10$ :

$$10 = C e^{-t/0} + 10 - 0,05(-15)$$

En consecuencia,  $C = -0,75$  y la solución puede escribir como:

$$T_r = 10 - 0,75e^{-t/15} - 0,05(t - 15)$$

Tabla IV. **Resultados del ejemplo 2.3**

Tiempos (s)	Altura (m)	Lectura de temperatura (°C)	Error de temperatura (°C)
0,00	0,00	10,00	0,00
10,00	50,00	9,86	0,36
20,00	100,00	9,55	0,55
30,00	150,00	9,15	0,65
40,00	200,00	8,70	0,70
50,00	250,00	8,22	0,72

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 26.

Utilizando la expresión anterior para calcular  $T_r$  con relación a diversos valores de  $t$ , se puede construir la tabla IV.

A 5 000 m,  $t = 1,000$  segundos. Calculando  $T_r$  puede escribirse como

$$T_r = 10 - 0,05(985) = -39,25 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Podría haberse deducido este resultado de la tabla anterior, en la que se observa que el error converge hacia un valor de 0,75. Para valores grandes de  $t$ , la lectura del transductor está retrasada del valor verdadero de la temperatura por un período igual a la constante de tiempo de 15 segundos. Durante este período, el globo recorre una distancia de 75 metros y la temperatura desciende 0,75 °C. Por lo tanto, para valores grandes de  $t$ , la lectura de salida siempre es 0,75 °C menor de lo que debe ser.

### 2.3.3. Instrumentos de segundo orden

Si todos los coeficientes  $a_3 \dots a_n$  a excepción de  $a_0$ ,  $a_1$  y  $a_2$  en la ecuación 2 son iguales a cero, se obtiene:

$$a_2 \frac{d^2 q_o}{dt^2} + a_1 \frac{dq_o}{dt} + a_0 q_o = b_0 q_i \quad [\text{Ec. 7}]$$

Al aplicar otra vez el operador  $D$ :

$$a_2 D^2 q_o + a_1 D q_o + a_0 q_o = b_0 q_i$$

Y, reordenando:

$$q_o = \frac{b_0 q_i}{a_0 + a_1 D + a_2 D^2} \quad [\text{Ec. 8}]$$

Resulta conveniente volver a expresar las constantes  $a_0, a_1, a_2$  y  $b_0$  en la ecuación 8 en términos de los tres parámetros  $K$  (sensibilidad estática),  $\omega$  (frecuencia natural subamortiguada) y  $\delta$  (factor de amortiguamiento), donde

$$K = \frac{b_0}{a_0}, \quad \omega = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}}, \quad \text{y} \quad \delta = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}}$$

Al expresar nuevamente la ecuación 8 en términos de  $K$ ,  $\omega$  y  $\delta$  se obtiene:

$$\frac{q_o}{q_i} = \frac{K}{D^2/\omega^2 + 2\delta D/\omega + 1} \quad [\text{Ec.9}]$$

Esta es la ecuación estándar para un sistema de segundo orden y cualquier instrumento cuya respuesta pueda describirse mediante ella se conoce como instrumento de segundo orden.

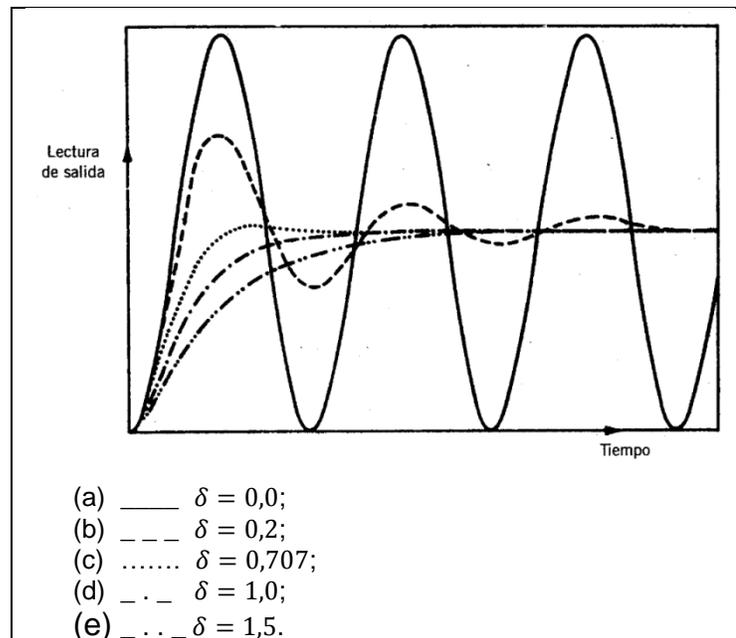
Si la ecuación 9 se resuelve en forma analítica para una señal de entrada tipo escalón, la forma de la respuesta que se obtiene depende del valor del parámetro del factor de amortiguamiento  $\delta$ . En la figura 13 se presentan las respuestas de salida en escalón de un instrumento de segundo orden para diversos valores de  $\delta$ .

En el caso (a), donde  $\delta = 0$ , no hay amortiguamiento y la salida del instrumento presenta oscilaciones de amplitud constante cuando se ve perturbada por algún cambio en la cantidad física que se mide. Para un amortiguamiento  $\delta = 0,2$ , representado por el caso (b), la respuesta a un cambio en escalón en la entrada sigue siendo oscilatorio, pero las oscilaciones se atenúan en forma gradual. Un aumento adicional en el valor de  $\delta$  reduce aún más las oscilaciones y el sobredisparo, como indican las curvas (c) y (d). Por último, la respuesta se vuelve sobremortiguada como ilustra la curva (e), donde la lectura de salida avanza lentamente hacia la lectura correcta. Es claro que las curvas de respuesta extrema (a) y (e) son en gran parte inadecuadas para cualquier instrumento de medición.

Si un instrumento se sometiera únicamente a entradas tipo escalón, la estrategia de diseño aplicaría un factor de amortiguamiento de 0,707, el cual produce la respuesta críticamente amortiguada (c). Por desgracia, la mayor parte de las cantidades físicas que deben medirse con instrumentos no cambian en las formas matemáticamente convenientes del tipo escalón, en lugar de esto, su variación corresponde a rampas con pendientes variables. Cuando cambia la forma de la variable de entrada, de igual manera varía el mejor de los valores

de  $\delta$ , y la selección de  $\delta$  se vuelve uno de los compromisos entre aquellos valores que son mejores para cada tipo de comportamiento de la variable de entrada. Los instrumentos comerciales de segundo orden, de los cuales el acelerómetro es un ejemplo común, se diseñan generalmente para tener un factor de amortiguamiento ( $\delta$ ) en el intervalo de 0,6 a 0,8.

Figura 13. **Respuestas de escalón de instrumentos de segundo orden**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 27.

## 2.4. Calibración

La discusión anterior ha descrito las características estáticas y dinámicas de los instrumentos de medición con cierto detalle. Sin embargo, una calificación importante que se ha omitido en el análisis es el planteamiento siguiente: un instrumento cumplirá los patrones establecidos de comportamiento estático y dinámico solamente después que se ha sometido a la calibración. En

general, es posible suponer que un instrumento nuevo que se adquiere con un distribuidor autorizado se entregará calibrado y, en consecuencia, en un principio se comportará de acuerdo con las características que están señaladas en las especificaciones.

No obstante, durante el uso, su comportamiento se apartará en forma gradual de la especificación establecida por varias razones. Entre ellas se incluyen el desgaste mecánico y los efectos del polvo, basura, humo y compuestos químicos que existen en el ambiente de operación. El ritmo de divergencia respecto de las especificaciones varía de acuerdo con el tipo de instrumento, la frecuencia de uso y la severidad de las condiciones de operación. El ritmo de divergencia respecto de las especificaciones varía de acuerdo con el tipo de instrumento, la frecuencia de uso y la severidad de las condiciones de operación. A pesar de ello, llegará el tiempo, determinado por el conocimiento práctico, en el que las características del instrumento se habrán desviado de la especificación en una cantidad inaceptable.

Cuando se llega a esta situación, resulta necesario recalibrar el instrumento para ajustarlo a las especificaciones de la norma. Esta recalibración se efectúa ajustando el instrumento en cada punto de su escala de salida hasta que sus lecturas de salida sean las mismas que las de un segundo instrumento patrón al que se le aplican las mismas entradas. Este segundo instrumento es uno que se conserva exclusivamente para fines de calibración y cuyas especificaciones se conocen con exactitud.

## **2.5. Selección de instrumentos**

La primera regla en torno a la selección de instrumentos para una aplicación de medición particular es vincular el instrumento con los

requerimientos. En particular, resulta inútil elegir un instrumento cuyo desempeño es mucho mejor que el que se requiere en una situación de medición particular, ya que esto originaría un costo innecesario sin una ganancia tangible.

Por ejemplo, si se dispone de un termómetro en una habitación y su lectura indica una temperatura de 20 °C, en ese caso no importa realmente si la temperatura verdadera es de 19,5 o 20,5 °C. Estas variaciones pequeñas en torno a 20 °C son tan mínimas como para que se llegue a percibirlas. El cuerpo no puede distinguir entre tales niveles próximos de temperatura y, por lo tanto, un termómetro con una inexactitud de  $\pm 0,5$  °C resulta perfectamente adecuado. Sin embargo, si se necesita medir la temperatura de cierto proceso químico, una variación de 0,5 °C podría tener un efecto importante en la velocidad de la reacción, o incluso, en los productos de un proceso. En consecuencia, en ese caso se requiere que la inexactitud en la medición sea mucho menor a  $\pm 0,5$  °C.

Por consiguiente, el punto de partida en la selección del instrumento más adecuado que se utilizará en la medición de una cantidad particular en una planta de manufactura u otro sistema, consiste en estudiar con todo cuidado la especificación de las características requeridas del instrumento, en especial parámetros como exactitud, resolución y sensibilidad deseada en la medición. También resulta esencial conocer las condiciones ambientales de operación del instrumento, ya que ciertas condiciones eliminarán de inmediato la posibilidad de utilizar algunos tipos de instrumentos.

La provisión de esta clase de información apunta al personal adecuado que cuenta con la experiencia y amplios conocimientos acerca de la operación de la planta o sistema de manufactura en cuestión. En ese caso, un ingeniero de instrumentación que conozca todos los instrumentos disponibles para medir

la cantidad respectiva, será capaz de evaluar una lista de instrumentos disponibles en términos de su exactitud, costo y conveniencia para las condiciones ambientales y elegir, en consecuencia, el instrumento más apropiado. En la medida de lo factible, deben elegirse los sistemas de instrumentos de medición que resulten menos sensibles al ambiente de operación, aunque este requisito es difícil de cumplir debido al costo y a otras consideraciones de desempeño.

La literatura técnica que se publica es muy útil en la elección de un instrumento adecuado a una situación especial de medición. Se disponen de muchos libros que proporcionan apoyo valioso en la evaluación necesaria y que incluyen listas y datos acerca de todos los instrumentos que están disponibles para medir una amplia gama de cantidades físicas. Sin embargo, continuamente se desarrollan nuevas técnicas de instrumentos y, en consecuencia, un buen ingeniero instrumentista debe mantenerse enterado de los últimos avances, para lo cual debe leer en forma regular las revistas y publicaciones técnicas pertinentes.

Las características de los instrumentos que se explicaron con anterioridad en este capítulo conforman aquellos rasgos que constituyen la base técnica para una comparación entre los méritos relativos de diferentes instrumentos. En general, cuanto mejores sean las características, el costo también aumentará. A pesar de eso, al comparar el costo y la conveniencia relativa de diferentes instrumentos para una situación particular de medición, también son muy importantes las consideraciones de duración, mantenimiento y constancia del desempeño, ya que a menudo el instrumento elegido tendrá que funcionar durante largos periodos sin que presente degradación en su desempeño o requiera un mantenimiento costoso. Por ello, en la mayor parte de las ocasiones

el costo inicial de un instrumento adquiere menor importancia en el ejercicio de evaluación.

El costo se relaciona muy estrechamente con el desempeño de un instrumento, cuando se mide a partir de sus características estáticas. Por ejemplo, el hecho de incrementar la exactitud o resolución de un instrumento sólo puede conseguirse si se aumenta su costo de manufactura. Por lo tanto, al seleccionar un instrumento, primero se deben especificar las características mínimas requeridas por una situación de medición y después se debe realizar una búsqueda en los catálogos de los fabricantes para localizar un instrumento cuyas características correspondan a las que se requieren. Elegir un instrumento con características superiores a las indicadas equivale únicamente a pagar más de lo necesario para un nivel de desempeño mayor que el especificado.

Además del costo de compra, otros factores importantes en el ejercicio de evaluación son los requerimientos de duración y mantenimiento del instrumento. Suponiendo que se cuenta con un presupuesto de 10 000 dólares, no se destinarían 8 000 dólares para adquirir un automóvil si se tuviera 8 000.

## **2.6. Ejercicios de autoevaluación**

- Ejercicio1: definir y explicar brevemente todas las características estáticas de los instrumentos de medición.
- Ejercicio 2: explicar la diferencia entre la exactitud y la precisión en un instrumento.

- Ejercicio 3: un termopar de tungsteno/5 % renio y tungsteno/26 % tiene una fuerza electromotriz de salida, como se indica en la tabla V, cuando su unión está a las temperaturas indicadas. Determine la sensibilidad de la medición para el termopar en milivoltio por grado centígrado.

Tabla V. **Datos del ejercicio 3**

mV	4,37	8,74	13,11	17,48
°C	250	500	750	1000

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 30.

- Ejercicio 4: definir la deriva de sensibilidad y la deriva del cero. ¿Qué factores pueden causar estas derivas en las características del instrumento?
- Ejercicio 5: se calibra un instrumento en un ambiente a una temperatura de 20 °C y se obtienen las siguientes lecturas de salida  $y$  para diversos valores de entrada  $x$ :

Tabla VI. **Datos del ejercicio 5 a 20 °C**

$y$	13,1	26,2	39,3	52,4	65,5	78,6
$x$	5	10	15	20	25	30

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 30.

Después, cuando el instrumento se usa en un local que tiene una temperatura ambiental de 50 °C, la característica de entrada/salida cambia de la manera siguiente:

Tabla VII. **Datos del ejercicio 5 a 50 °C**

y	14,7	29,4	44,1	58,8	73,5	88,2
x	5	10	15	20	25	30

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 30.

Determinar la nueva sensibilidad de medición. Determinar entonces la deriva de sensibilidad debido al cambio en la temperatura ambiental de 30 °C.

- Ejercicio 6: una celda de carga se calibra en un local a una temperatura ambiental de 21 °C y tiene la siguiente característica de deflexión/carga:

Tabla VIII. **Datos del ejercicio 6 a 21 °C**

Carga (kg)	0	50	100	150	200
Deflexión (mm)	0,0	1,0	2,0	3,0	4,0

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 30.

Cuando la celda se usa en un local con temperatura ambiental de 35 °C, su característica cambia de la manera siguiente:

Tabla IX. **Datos del ejercicio 6 a 35 °C**

Carga (kg)	0	50	100	150	200
Deflexión (mm)	0,2	1,3	2,4	3,5	4,6

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 31.

- Determinar la sensibilidad de 21 y 35 °C.
- Calcular la deriva del cero y la deriva de sensibilidad a 35 °C.

- En seguida, determinar los coeficientes de deriva del cero y deriva de sensibilidad en unidades de micrómetro por grado centígrado y micrómetro por kilogramo por grado centígrado.
- Ejercicio 7: un submarino no tripulado está equipado con instrumentos de medición de temperatura y profundidad e incluye un equipo de radio que tiene la posibilidad de transmitir a la superficie las lecturas de salida de estos instrumentos. El submarino flota inicialmente sobre la superficie del mar y las lecturas de salida del instrumento se encuentran en estado estable. El instrumento de medición de profundidad es aproximadamente de orden cero y el transductor de temperatura es de primer orden, con una constante de tiempo de 50 segundos. La temperatura del agua en la superficie del mar,  $T_0$ , es de 20 °C y la temperatura  $T_x$  a una profundidad de  $x$  metros está determinada por la siguiente relación:

$$T_x = T_0 - 0,01x$$

- Si el submarino empieza a sumergirse en el tiempo cero y posteriormente desciende a una velocidad de 0,5 metros/segundo, elaborar una tabla que muestre las mediciones de temperatura y profundidad indicadas a intervalos de 100 segundos durante los primeros 500 segundos de viaje. Mostrar también en la tabla de error en cada lectura de temperatura.
- ¿Qué temperatura indica el submarino a una profundidad de 1 000 metros?
- Ejercicio 8: escribir la ecuación diferencia general que describa la respuesta dinámica de un instrumento de medición de segundo orden y establecer las expresiones que relacionan la sensibilidad estática, la

frecuencia natural no amortiguada y el factor de amortiguamiento con los parámetros en esta ecuación diferencial. Bosquejar la respuesta del instrumento para los casos de sobreamortiguamiento, amortiguamiento crítico y subamortiguamiento. Establecer cuál de estos es el objetivo usual cuando se diseña un instrumento de segundo orden.



### **3. ERRORES DE MEDICIÓN**

#### **3.1. Errores sistemáticos**

Los errores sistemáticos en la salida de muchos instrumentos son producidos por factores inherentes a su fabricación, a su vez, estos factores hacen que el valor de las componentes del instrumento estén fuera de especificaciones, o de otra forma, fuera de tolerancia. Es posible que los errores sistemáticos se produzcan debido al desgaste de las componentes de un instrumento durante cierto período de tiempo. En otros casos, los errores sistemáticos son generados por perturbaciones ambientales o debido a la perturbación del sistema a medir cuando se realiza la medición. A continuación se analizan diversas fuentes de errores sistemáticos y los medios que permiten reducir la magnitud de los errores.

##### **3.1.1. Perturbación del sistema debido a la medición**

La perturbación del sistema de medición por la acción de medir, es decir, cuando se efectúa la medición, es una fuente de errores sistemáticos. Si se considera inicialmente un vaso de laboratorio con agua caliente y se desea medir su temperatura con un termómetro de mercurio, se debe tomar el termómetro, el cual debe encontrarse, en un principio, a temperatura ambiente, y sumergirlo en el agua. Al hacerlo de ese modo, se introduciría la masa relativamente fría del termómetro dentro del agua caliente y ocurriría una transferencia de calor entre el agua y el termómetro. Dicha transferencia hará que disminuya la temperatura del agua.

Si bien en este caso la reducción e temperatura sería tan pequeña como para detectarse mediante la limitada resolución de la medición de un termómetro de este tipo, el efecto es finito y establece con claridad el siguiente principio: en casi todas las situaciones de medición, el proceso mismo de medición perturba el sistema y altera los valores de las cantidad físicas que se están midiendo.

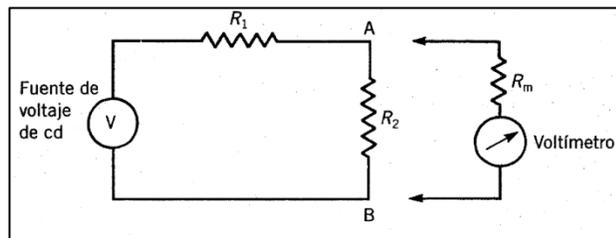
Otro ejemplo surge cuando se mide la presión de las llantas de automóviles con un medidor de presión que se puede adquirir comúnmente en las tiendas de accesorios automotrices. La medición se efectúa presionando un extremo del medidor sobre la válvula de la llanta, la indicación de presión se obtiene en el otro extremo del medidor con respecto a una escala. Cuando se utiliza el medidor, este absorbe cierta cantidad de aire que no regresa a la llanta después de realizar la medición, de modo que la llanta ha sido perturbada y la presión del aire en su interior se ha reducido en forma permanente.

En consecuencia, la regla general indica que el proceso de medición perturbará siempre al sistema que se está midiendo. La magnitud de la perturbación varía de un sistema de medición a otro, y se ve afectada especialmente por el tipo de instrumento de medición que se utiliza. Las formas de minimizar la perturbación en los sistemas que se miden constituyen una consideración importante en el diseño de instrumentos. Sin embargo, una comprensión completa de los mecanismos de la perturbación del sistema es un prerrequisito para ello.

Las mediciones en los circuitos eléctricos son especialmente propensas a sufrir errores que se generan debido al efecto de carga en el circuito cuando se conectan los instrumentos para efectuar mediciones de voltaje y corriente. En la mayor parte de las redes eléctricas se necesitan métodos de análisis de circuito

como el teorema de Thevenin para analizar dichos efectos de carga, los cuales se abordan en textos más avanzados. No obstante, para el circuito simple que se muestra en la figura 14, el análisis es bastante sencillo.

Figura 14. **Carga del circuito al añadir un voltímetro**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 35.

En este circuito se va a medir el voltaje en los extremos del resistor  $R_2$  con la ayuda de un voltímetro con resistencia  $R_m$ . Aquí,  $R_m$  actúa con una resistencia en derivación en los extremos de  $R_2$ , disminuyendo así la resistencia entre los puntos A y B y perturbando de esa manera el circuito. En consecuencia, el voltaje  $E_m$  que se obtiene en el medidor no es el valor del voltaje  $E_0$  que existía antes de la medición. El grado de la perturbación puede evaluarse calculando el voltaje en circuito abierto  $E_0$  y comparándolo con  $E_m$ .

A partir del circuito sin carga de la figura 14, la corriente  $I$  está determinada por la ley de Ohm como sigue:

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

De nuevo, en este caso, al aplicar la ley de Ohm, el voltaje AB está definido por:

$$E_0 = IR_2 = \frac{VR_2}{R_1 + R_2} \quad [\text{Ec. 10}]$$

Con el voltímetro conectado al circuito, hay dos resistencias en paralelo entre AB,  $R_2$  y  $R_m$ , y la expresión para la resistencia entre AB puede escribirse como:

$$R_{AB} = \frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m}$$

En ese caso, sustituyendo  $R_2$  por  $R_{AB}$  en la ecuación 10, el voltaje  $E_m$  que se obtiene con el medidor está dado por

$$E_m = \frac{VR_{AB}}{R_1 + R_{AB}} = \frac{VR_2 R_m}{(R_2 + R_m)} \cdot \frac{1}{R_1 + \left(\frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m}\right)} = \frac{VR_2 R_m}{R_1 R_2 + R_m (R_1 + R_2)} \quad [\text{Ec. 11}]$$

De tal modo, a partir de las ecuaciones 10 y 11:

$$\frac{E_m}{E_0} = \frac{VR_2 R_m}{[R_1 R_2 + R_m (R_1 + R_2)]} \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{VR_2} = \frac{R_m (R_1 + R_2)}{R_1 R_2 + R_m (R_1 + R_2)} \quad [\text{Ec. 12}]$$

Si  $R_m$  es muy grande en comparación con  $R_1$  y  $R_2$ , entonces  $R_m (R_1 + R_2) \gg R_1 R_2$  y en consecuencia el denominador de la ecuación 12 tiende a  $R_m (R_1 + R_2)$  y  $E_m/E_0$  se aproxima a la unidad y, por lo tanto,  $E_m$  tiende a  $E_0$ .

En consecuencia, resulta evidente que cuando aumenta el valor de  $R_m$ , el cociente  $E_m/E_0$  se acerca más a la unidad, lo que demuestra que la estrategia de diseño debe tratar de maximizar el valor de  $R_m$  para minimizar la perturbación del sistema medido.

- Ejemplo

Suponer que las componentes del circuito que se muestran en la figura 14 tienen los siguientes valores:  $R_1 = 500 \Omega$ ;  $R_2 = 500 \Omega$ . El voltaje entre AB se mide con un voltímetro cuya resistencia interna corresponde es  $4\,750 \Omega$ . ¿Cuál es el error de medición que provoca la resistencia del instrumento de medida?

- Solución

Sustituyendo los valores de los componentes en la ecuación 12 se obtiene:

$$\frac{E_m}{E_0} = \frac{4\,750 \times 1\,000}{[(25 \times 10^4) + (4\,750 \times 1\,000)]} = 0,95$$

De tal modo, el error en el valor medido es de 5 %.

En este punto, resulta interesante advertir qué restricciones existen cuando se hacen intentos prácticos para conseguir una resistencia interna elevada en el diseño de un voltímetro de bobina móvil. Un instrumento de este tipo está integrado por una bobina acoplada a una aguja indicadora. La bobina está montada en un campo magnético fijo. Cuando fluye corriente en la bobina, la interacción entre el campo generado y el campo fijo hace que la aguja gire en proporción a la corriente aplicada.

La manera más simple de incrementar la resistencia de entrada del medidor o, como se le llama comúnmente, la impedancia de entrada, es aumentar el número de vueltas de la bobina o construir una bobina con el mismo número de vueltas pero con un material de resistencia superior. Sin

embargo, cualquiera de estas soluciones disminuye la corriente que circula en la bobina y producirá un par de torsión magnético inferior, reduciendo de esa forma la sensibilidad de medición del instrumento. Este problema puede solucionarse si se modifica la constante de los resortes de sujeción del instrumento, de manera tal que se requiera un par de torsión inferior para girar la aguja cierta cantidad.

Esto, sin embargo, reduce la resistencia mecánica del instrumento y demanda también un mejor diseño del pivote para reducir la fricción. Lo anterior subraya un principio muy importante, aunque inconveniente, en el diseño de instrumentos: cualquier intento para mejorar el desempeño de un instrumento en un aspecto disminuye, por lo general, el desempeño en algún otro. Este es un hecho inevitable en el desempeño de los instrumentos pasivos y muchas veces es la razón por la que se usan instrumentos activos alternativos como los voltímetros digitales, donde la incorporación de un sistema de alimentación auxiliar mejora en gran medida su desempeño.

### **3.1.2. Modificación de las entradas en los sistemas de medición**

Las características estáticas y dinámicas de los instrumentos de medición se especifican para condiciones ambientales particulares, por ejemplo, la temperatura y la presión. Estas condiciones especificadas deben reproducirse con la mayor fidelidad posible durante los ejercicios de calibración, ya que, de lo contrario, las características de los instrumentos de medición variarán hasta cierto grado. La magnitud de esta variación se cuantifica por medio de dos constantes conocidas como deriva de sensibilidad y deriva del cero, ambas se incluyen en las hojas de especificaciones técnicas del instrumento. Tales variaciones de las condiciones ambientales respecto de las condiciones de

calibración se describen como entradas modificadoras del sistema y son una fuente adicional de errores sistemáticos.

La variación ambiental se describe como una entrada del sistema de medición, ya que el efecto que tiene en la salida del sistema es el mismo, es decir, como si el valor de la cantidad medida, que es la entrada real, hubiera cambiado en cierta cantidad. Sin el análisis apropiado, resulta imposible establecer cuánto de la salida del instrumento se debe a la entrada real y cuánto a una o más entradas modificadoras. Esto se ilustra en el siguiente ejemplo.

Suponer que se tiene una pequeña caja cerrada que pesa 0,1 kg cuando está vacía, y se piensa que contiene una rata o un ratón. Si se coloca la caja sobre una báscula doméstica y se obtiene una lectura de 1,0 kg, esto no indica de inmediato lo que hay en la caja, debido a que la lectura quizá sea el resultado de una de tres cosas:

- Una rata que pesa 0,9 kg en el interior de la caja.
- Una caja vacía con una alteración de 0,9 kg en su escala debido a un cambio de temperatura.
- Un ratón que pesa 0,4 kg en el interior de la caja, además de una alteración de 0,5 kg.

En consecuencia, la magnitud de cualquiera de las entradas modificadoras debe medirse antes de intentar determinar el valor de la cantidad medida a partir de la lectura de la salida de un instrumento.

En cualquier situación general de medición, es muy difícil evitar las entradas modificadoras, puesto que es impráctico o imposible controlar las condiciones ambientales que afectan al sistema de medición. En consecuencia, los diseñadores del sistema se encargan de reducir la susceptibilidad de los

instrumentos de medición a las entradas modificadoras o a cuantificar alternativamente sus efectos y corregirlos en la lectura de salida del instrumento.

Las técnicas que se utilizan para manipular las entradas modificadoras y minimizar su efecto en la medición de la salida final siguen varios caminos, como se explica a continuación.

### **3.1.2.1. Diseño cuidadoso del instrumento**

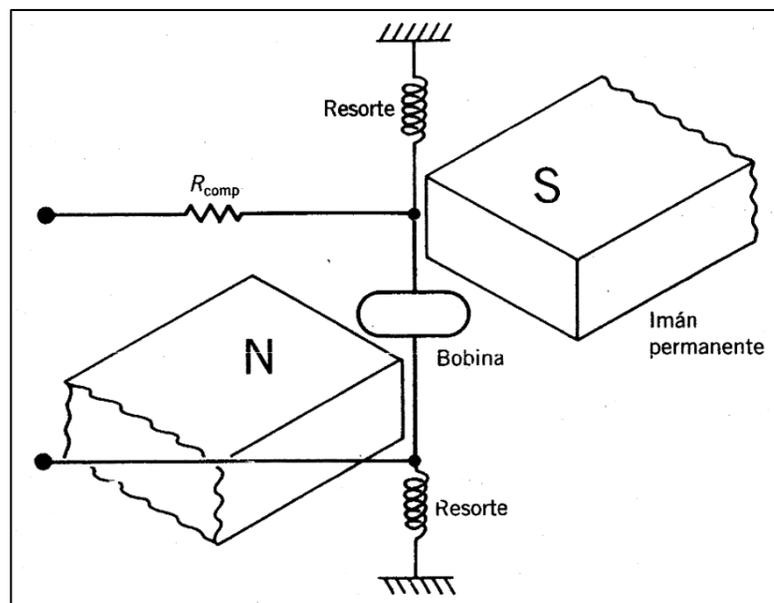
Constituye el arma más útil en la batalla contra las entradas modificadoras, ya que permite reducir la sensibilidad con respecto a las entradas modificadoras al mínimo nivel posible. Por ejemplo, en el diseño de medidores de deformación, el elemento debe construirse a partir de un material cuya resistencia tenga un coeficiente de temperatura muy bajo. Sin embargo, como sucede en la mayor parte de los instrumentos, no se puede reducir su sensibilidad con respecto a las entradas modificadoras hasta un nivel satisfactorio mediante ajuste simples de diseño, por lo que es necesario tomar otras medidas.

### **3.1.2.2. Método de las entradas opuestas**

Este compensa el efecto de una entrada modificadora en un sistema de medición, al introducir una entrada modificadora igual y opuesta que lo cancela. Un ejemplo de cómo se aplica esta técnica se encuentra en el milivoltímetro de la figura 15. Este instrumento está formado por una bobina que se suspende en un campo magnético fijo producido por un imán permanente. Cuando se aplica un voltaje desconocido a la bobina, el campo magnético que genera el flujo de corriente interactúa con el campo fijo y provoca que gire la bobina.

Si la resistencia de la bobina es sensible a la temperatura, entonces cualquier entrada modificadora para el sistema en la forma de un cambio de temperatura alterará el valor de la corriente que circula en la bobina para cierto voltaje aplicado y alterará la lectura de salida de la aguja. La compensación de lo anterior se consigue al conectar un resistor de compensación  $R_{comp}$  en el circuito, donde  $R_{comp}$  tiene un coeficiente de temperatura que es igual en magnitud pero opuesto en signo al de la bobina.

Figura 15. **Milivoltímetro**



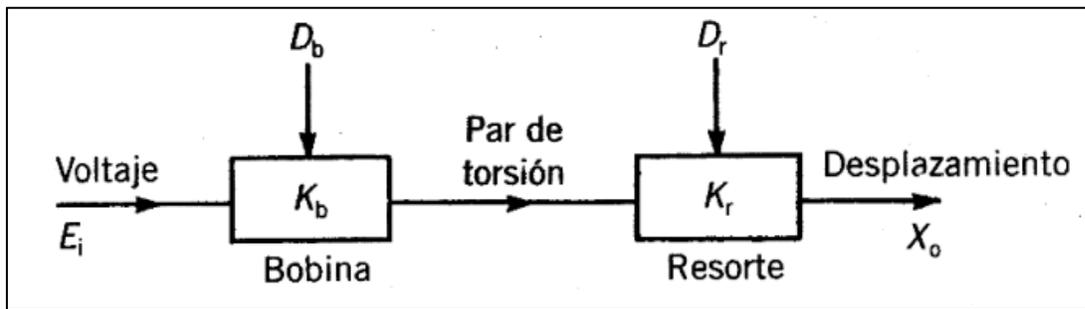
Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 39.

### 3.1.2.3. Retroalimentación de alta ganancia

El beneficio que se obtiene al introducir la retroalimentación de alta ganancia en muchos sistemas de medición se ilustra en un instrumento medidor de voltaje cuyo diagrama de bloques se presenta en la figura 16. En este

sistema, el voltaje desconocido  $E_i$  se aplica a una bobina que tiene una constante de par de torsión  $K_b$ , luego el par e torsión provoca el giro de una aguja indicadora que se opone a la acción restrictiva de un resorte con una constante  $K_r$ . El efecto que tienen las entradas modificadoras en el par de torsión y las constantes de resorte se representa por medio de las variables  $D_b$  y  $D_r$ .

Figura 16. **Diagrama de bloques para instrumento de medición de voltaje**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 39.

En la ausencia de entradas modificadoras, el desplazamiento de la aguja indicadora  $X_o$  está dado por:

$$X_o = K_b \cdot K_r \cdot E_i$$

Sin embargo, ante la presencia de entradas modificadoras, tanto  $K_b$  como  $K_r$  cambian y la relación entre  $X_o$  y  $E_i$  puede afectarse de manera considerable. Por lo tanto, se vuelve difícil o imposible calcular  $E_i$  a partir del valor medido  $X_o$ .

Si se considera lo que sucede si el sistema se convierte en uno de lazo cerrado y alta ganancia, como se muestra en la figura 17, al agregar un amplificador de ganancia constante  $K_a$  y un dispositivo de retroalimentación con ganancia constante  $K_f$ . Suponiendo también que el efecto de las entradas modificadoras en los valores de  $K_a$  y  $K_f$  se representan por medio de  $D_a$  y  $D_f$ , el dispositivo de retroalimentación entrega un voltaje  $E_o$  que es proporcional al desplazamiento  $X_o$  de la aguja indicadora. El voltaje  $E_o$  se compara con el voltaje desconocido  $E_i$  mediante un comparador y se amplifica el error.

Al escribir las ecuaciones del sistema, se tiene:

$$E_o = K_f \cdot X_o$$

$$X_o = (E_i - E_o) \cdot K_a \cdot K_b \cdot K_r = (E_i - K_f \cdot X_o) \cdot K_a \cdot K_b \cdot K_r$$

De tal modo,

$$E_i \cdot K_a \cdot K_b \cdot K_r = (1 + K_f \cdot K_a \cdot K_b \cdot K_r) \cdot X_o$$

Esto es,

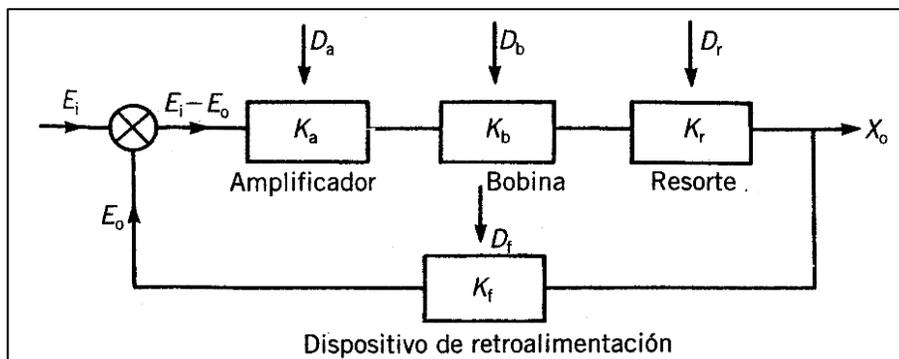
$$X_o = \frac{K_a \cdot K_b \cdot K_r}{1 + K_f \cdot K_a \cdot K_b \cdot K_r} \cdot E_i \quad [\text{Ec. 13}]$$

En virtud de que  $K_a$  es la ganancia constante del amplificador de alta ganancia, esta es muy grande, por lo tanto  $K_f \cdot K_a \cdot K_b \cdot K_r \gg 1$ , y la ecuación 13 puede reducirse a:

$$X_o \approx \frac{E_i}{K_f}$$

Este es un resultado sumamente importante debido a que se ha reducido la relación entre  $X_o$  y  $E_i$  a una en la que sólo se incluye  $K_f$ . En consecuencia, la sensibilidad de las constantes de ganancia  $K_a$ ,  $K_f$  y  $K_r$  ante las entradas modificadoras  $D_a$ ,  $D_b$  y  $D_r$  se ha vuelto irrelevante y sólo tiene que interesar en la entrada modificadora  $D_f$ . Convenientemente, casi siempre resulta fácil diseñar un dispositivo de retroalimentación que sea insensible a las entradas modificadoras que tratar de hacer insensible una bobina o un resorte. Por lo tanto, en la mayor parte de los casos, las técnicas de retroalimentación de alta ganancia son una forma efectiva para reducir la sensibilidad de un sistema de medición a las entradas modificadoras. Sin embargo, un problema potencial que debe mencionarse es que existe una posibilidad de que la retroalimentación de alta ganancia provoque inestabilidad en el sistema.

Figura 17. **Diagrama a bloques del instrumento de medición de voltaje con retroalimentación de alta ganancia**

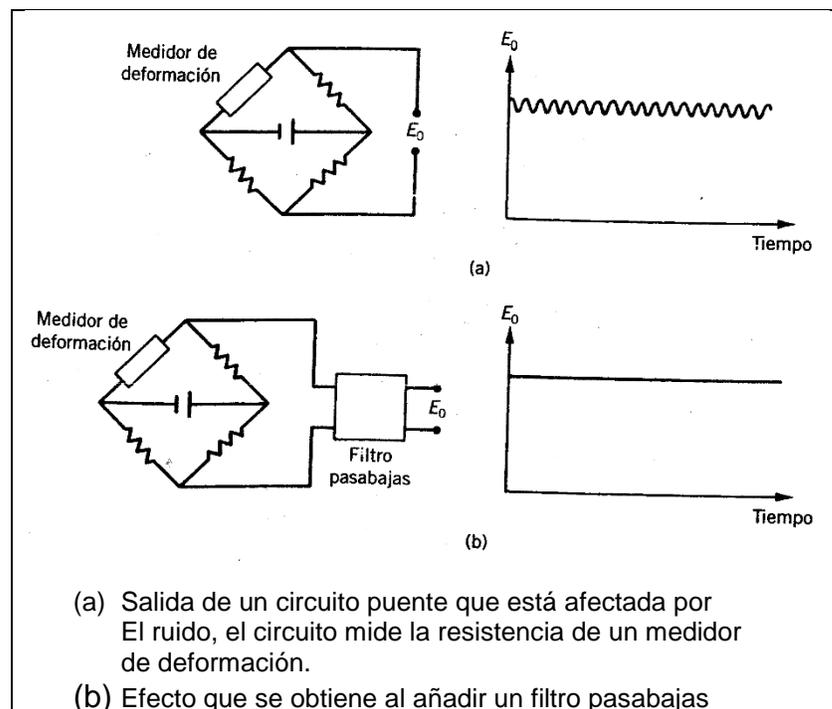


Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 40.

### 3.1.2.4. Filtrado de señales

Un problema frecuente en los sistemas de medición es la corrupción de la lectura de salida debido al ruido periódico, que en muchos casos tiene una frecuencia de 50 Hz. Este ruido es provocado por la interferencia que produce la proximidad del sistema de medición a aparatos o cables que conducen corriente y se alimentan de la red eléctrica.

Figura 18. Filtrado de señales



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 42.

La corrupción del ruido periódico a frecuencias superiores es producida por la oscilación o vibración mecánica en el interior de alguna de los componentes del sistema de medición. La amplitud de todos los componentes de ruido de este tipo puede atenuarse de manera sustancial mediante la

incorporación de un dispositivo adecuado de filtrado en el sistema. Los filtros de supresión de banda resultan útiles en especial cuando la corrupción ocurre en alguna frecuencia conocida o, en forma general, se recurre al uso de filtros pasabajas para atenuar todo el ruido en el intervalo de frecuencia de 50 Hz y valores superiores.

Los sistemas de medición con salida de bajo nivel, por ejemplo un circuito puente que mide la resistencia de un medidor de deformación, son particularmente propensos a los efectos del ruido. La figura 18(a) ilustra la corrupción en la salida de un circuito puente debido a la captación de una señal de ruido de 50 Hz. En la figura 18(b), se presenta el efecto benéfico que se obtiene al instalar un filtro RC pasabajas pasivo simple en la salida.

### **3.1.3. Otras fuentes de errores sistemáticos**

Se cometen por equivocaciones en el proceso de diagnóstico.

#### **3.1.3.1. Desgaste en los componentes de los instrumentos**

La aparición de errores sistemáticos después de cierto periodo es absolutamente normal, esto se debe al desgaste de los componentes del instrumento. La recalibración ofrece muchas veces una solución completa a este problema.

#### **3.1.3.2. Conexión de las puntas de prueba**

Al conectar entre sí los componentes de un sistema de medición, una fuente común de errores es el hecho de no considerar, en forma adecuada, la

resistencia de las puntas de prueba o tuberías, en el caso de sistemas de medición neumáticos o hidráulicos. Por ejemplo, en las aplicaciones características de un termómetro de resistencia, es muy frecuente que el termómetro esté separado de otras partes del sistema de medición por distancias hasta de 30 metros. La resistencia de una longitud determinada de alambre de cobre 7/0,0076 es  $2,5 \Omega$  y existe la siguiente complicación adicional, el alambre tiene un coeficiente de temperatura de  $1 \text{ m}\Omega/^{\circ}\text{C}$ .

Por consiguiente, es necesario considerar de manera adecuada la elección de las puntas de prueba, no basta que tengan la sección transversal adecuada para minimizar su resistencia, también deben incluir el blindaje adecuado en caso de que se sometan a la acción de campos eléctricos o magnéticos que puedan inducir señales de ruido en ellas. En las aplicaciones donde el blindaje se considera esencial, también se debe planear con sumo detalle el trayecto o colocación de los cables o puntas de prueba.

### **3.1.3.3. Fuerza electromotriz térmica**

Siempre que se conectan dos metales diferentes se genera una fuerza electromotriz térmica que varía de acuerdo con la temperatura de la unión. Lo anterior se conoce como el efecto termoeléctrico y es el principio físico que rige la operación de los termopares que se utilizan en las mediciones de temperatura. Estas fuerzas electromotrices térmicas tienen una magnitud de sólo unos cuantos milivoltios y, por ello, su efecto será significativo siempre que las señales (o voltajes) típicas de salida del sistema de medición tengan una magnitud similar.

Una situación de este tipo surge cuando un instrumento que mide fuerza electromotriz se utiliza para monitorear la salida de varios termopares que

miden las temperaturas en diferentes puntos en un sistema de control de proceso. Lo anterior requiere el uso de un dispositivo que permita conmutar automáticamente la salida de cada termopar para enviarla al instrumento de medición en turno. Los relevadores con lengüetas magnéticas flexibles de níquel-hierro y terminales de conexión de cobre se utilizan comúnmente para realizar esta función de conmutación. Esto añade un efecto de termopar cuya magnitud es  $40 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  entre la lengüeta del relevador y las terminales de conexión de cobre.

No hay problema cuando ambos extremos del relevador se encuentran a la misma temperatura, pues en ese caso las fuerzas electromotrices térmicas serán iguales y opuestas y se cancelarán. Sin embargo, existen registros de varios casos en los que, debido a la falta de conocimiento del problema, un diseño deficiente originó que ambos extremos del relevador de lengüeta estuvieran a diferentes temperaturas y generaran una fuerza electromotriz térmica neta. El error que se genera es evidente y de magnitud considerable. Cuando la diferencia de temperatura entre ambos extremos del relevador es tan sólo de  $2^\circ\text{C}$ , la fuerza electromotriz térmica corresponde a  $80 \mu\text{V}$ , que es muy grande en comparación con el nivel típico de salida del termopar,  $400 \mu\text{V}$ .

Otro ejemplo de las dificultades que pueden producir las fuerzas electromotrices térmicas resulta evidente si se considera el siguiente problema que se reportó en un sistema real de medición, el cual se había diseñado para que la corriente que fluye en una sección particular del circuito se calculara mediante el siguiente procedimiento: se conecta un resistor de precisión cuyo valor es  $100 \Omega$  y luego se mide la caída de voltaje en los extremos del resistor. Al momento de calibrar el sistema, se aplicó una corriente conocida de  $20 \mu\text{A}$  al resistor y se obtuvo una indicación de voltaje de  $2,20 \text{ mV}$  con un instrumento de alta impedancia. La aplicación simple de la ley de Ohm indica que una lectura

de voltaje de estas características corresponde a una corriente de 22  $\mu\text{A}$ . ¿Cuál fue entonces la explicación para esta discrepancia?, la respuesta es nuevamente la fuerza electromotriz térmica.

Como el diseñador no estaba consciente de ella, el circuito se había construido de tal modo que un extremo del resistor de precisión estaba muy cerca de un transistor de potencia, lo que creaba una diferencia de temperatura de 2 °C entre ambos extremos del resistor. La fuerza electromotriz térmica asociada con esto resultaba suficiente para producir el error de 10 % en la medición.

### **3.2. Errores aleatorios**

Los errores aleatorios en las mediciones son resultado de variaciones aleatorias e impredecibles en el sistema de medición y es posible eliminarlos en gran parte calculando la media o mediana de las mediciones. El grado de confianza en los valores calculados de la media/mediana puede cuantificarse al estimar la desviación estándar o varianza de los datos, que son los parámetros que describen cómo se distribuyen las mediciones en torno al valor de la media/mediana.

Debido a lo impredecible de los errores aleatorios, cualquier límite de error impuesto en las mediciones podrá cuantificarse únicamente en términos probabilísticos. De tal manera, si se afirma que el error posible en una medición sujeta a errores corresponde al  $\pm 2$  % del valor medido, esto implica que lo anterior es probablemente cierto, es decir, existe el 95 % de probabilidad de que el nivel de error no supere  $\pm 2$  %.

La distribución de datos de medición en torno al valor medio se presenta gráficamente por medio de curvas de distribución de frecuencia. El cálculo del área bajo la curva de la distribución de frecuencia proporciona la probabilidad de que el error se encuentre entre cualquiera de dos niveles de error elegidos.

### **3.2.1. Análisis estadística de los datos**

En el análisis de mediciones que están sujetas a errores aleatorios, se pueden obtener diversos parámetros. Las definiciones formales de los mismos y de sus formas de cálculo se proporcionan en las secciones siguientes. Es necesario señalar que el “cálculo manual” de estos parámetros raramente resulta necesario en la actualidad, puesto que muchos paquetes de computadora estándares están disponibles para su cálculo y esta capacidad también la ofrecen muchas calculadoras personales, así como instrumentos inteligentes.

#### **3.2.1.1. Valores de la media y la mediana**

En cualquier situación de medida sujeta a errores aleatorios, la técnica normal consiste en tomar la misma lectura varias veces, utilizando idealmente diferentes observadores y sacando el valor más probable a partir del conjunto de datos de la medición. Para un conjunto de  $n$  mediciones  $x_1, x_2 \dots + x_n$ , el valor verdadero más probable es la media dada por:

$$X_{\text{media}} = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_n}{n} \quad [\text{Ec. 14}]$$

Esto resulta válido para todos los conjuntos de datos donde los errores de la medición se distribuyen en forma igual en torno a la línea de error cero, es

decir, donde los errores positivos se equilibran en cantidad y magnitud con los errores negativos.

Sin embargo, cuando es grande el número de valores en el conjunto de datos, el cálculo de la media es tedioso y es más conveniente utilizar el valor de la mediana, que es una aproximación cercana al valor de la media. La mediana está dada por el valor intermedio cuando las mediciones en el conjunto de datos se escriben en orden de magnitud ascendente.

Para un conjunto de  $n$  mediciones  $x_1, x_2 \dots + x_n$  escrito en orden de magnitud ascendente, el valor de la mediana está dado por:

$$x_{mediana} = x_{(n+1)/2}$$

De tal modo que, para un conjunto de nueve mediciones  $x_1, x_2 \dots + x_9$ , el valor de la mediana es  $x_5$ . Para un número par de valores de datos, el valor de la mediana se encuentra a la mitad entre los dos valores centrales, esto es, para diez mediciones  $x_1 \dots x_{10}$ , el valor de la mediana está dado por:  $(x_5 + x_6)/2$ .

Supóngase que, en una situación de medida particular, se mide una masa por medio de una balanza romana y diferentes observadores obtienen en un tiempo particular el conjunto de lecturas en gramos que se presenta en la tabla X. El valor medio de este conjunto de datos es 81,18 g, calculado de acuerdo con la ecuación 14. El valor de la mediana corresponde a 81,1 g, el cual es el valor medio si los valores de los datos se registran en orden ascendente, empezando en 80,5 g y terminando en 81,8 g.

Tabla X. **Conjunto de mediciones de masa sujetas a errores aleatorios**

81,6	81,1	81,2	81,3
81,1	80,5	81,8	81,6
81,4	81,3	81,1	81,1
80,9	80,8	81,5	

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 45.

### 3.2.1.2. Desviación estándar y varianza

La probabilidad de que el valor de la media o la mediana de un conjunto de datos represente el valor real de la medición depende de qué tan dispersos estén los valores de los datos. Si los valores de las mediciones de masa de la tabla X hubieran variado de 79 a 83 g, la confianza en el valor medio sería mucho menor. La distribución de los valores en torno a la media se analiza calculando primero la desviación de cada valor respecto de la media. Para cualquier valor general  $x_i$ , la desviación de  $d_i$  está dada por:

$$d_i = x_i - x_{meida}$$

El grado con el que  $n$  valores de la medición se dispersan alrededor de la media puede expresarse ahora mediante la desviación estándar  $\sigma$ , donde  $\sigma$  está determinada por:

$$\sigma = \sqrt{\frac{d_1^2 + d_2^2 + \dots + d_n^2}{n-1}} \quad [\text{Ec. 15}]$$

Es posible expresar alternativamente esta dispersión a partir de la varianza  $V$ , que es el cuadrado de la desviación estándar, es decir  $V = \sigma^2$ .

Al analizar el resultado, se observa que la expresión para  $\sigma$  dada antes, difiere de la definición matemática de la desviación estándar, la cual tiene  $(n)$  en lugar de  $(n - 1)$  en el denominador. Esta diferencia surge debido a que la definición matemática de  $\sigma$  corresponde a un conjunto infinito de datos, en tanto que en el caso de las mediciones siempre se trata de conjunto en conjuntos de datos finitos.

Para un conjunto finito de mediciones  $(d_i)_{i=1,n}$ , la media  $x_m$  diferirá la media real  $\mu$  del conjunto de datos infinitos del que es parte del conjunto finito  $d_i$ . Si de algún modo se conoce la verdadera media  $\mu$  de un conjunto de mediciones, entonces las desviaciones  $d_i$  podrían calcularse como la desviación de cada valor de los datos a partir de la media verdadera, y resultaría correcto calcular  $\sigma$  utilizando  $(n)$  en lugar de  $(n - 1)$  en la expresión para cada  $\sigma$  en la ecuación 15. Sin embargo, en situaciones normales, el empleo de  $(n - 1)$  en el denominador de la ecuación 15 produce un valor de la desviación estándar que estadísticamente es más cercano al valor correcto.

- Ejemplo

Se realizaron las mediciones de corriente en miliamperios (mA), en un circuito que se encontraba en estado estable y, por lo tanto, a pesar de que las mediciones variaron debido a errores aleatorios, la corriente era en realidad constante.

Tabla XI. **Datos brindados en las mediciones**

21,5	22,1	21,3	21,7	22,0	22,2	21,8	21,4	21,9	22,1
------	------	------	------	------	------	------	------	------	------

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 45.

Calcular el valor medio, las desviaciones de la media y la desviación estándar.

- Solución

$$\text{Valor medio} = \sum \frac{(\text{valores de los datos})}{10} = \frac{218}{10} = 21,8 \text{ mA}$$

Ahora se obtiene una tabla de mediciones y desviaciones:

Tabla XII. **Resultados de las mediciones**

Medición:	21,5	22,1	21,3	21,7	22,0	22,2	21,8	21,4	21,9	22,1
Desviación de la media:	-0,3	+0,3	-0,5	-0,1	+0,2	+0,4	0,0	-0,4	+0,1	+0,3
(Desviaciones) <sup>2</sup> :	0,09	0,09	0,25	0,01	0,04	0,16	0,0	0,16	0,01	0,09

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 45.

$$\sum (\text{desviaciones})^2 = 0,90$$

$$n = \text{número de mediciones} = 10$$

$$\sum (\text{desviaciones})^2 / (n - 1) = \sum (\text{desviaciones})^2 / 9 = 0,10$$

$$\sqrt{\left[ \sum (\text{desviaciones})^2 / 9 \right]} = 0,316$$

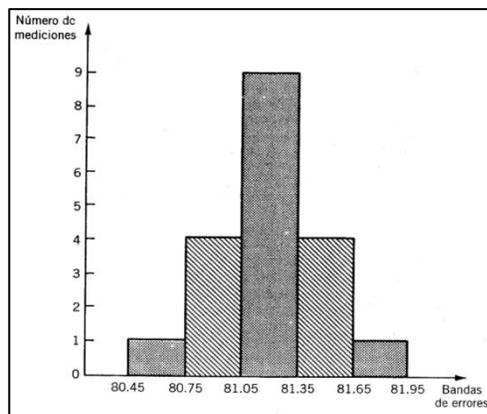
De manera que, la desviación estándar es igual a 0,32 mA, la naturaleza de las mediciones no justifica expresar la desviación estándar hasta ninguna exactitud mayor que dos lugares decimales.

### 3.2.2. Distribuciones de frecuencia

Una forma adicional y muy poderosa para analizar el patrón en el cual las mediciones se desvían del valor medio consiste en utilizar técnicas gráficas. La manera más simple de hacerlo es a partir de un histograma, donde se definen bandas de igual ancho a lo largo del intervalo de valores de medición y se cuenta el número de mediciones dentro de cada banda.

La figura 19 presenta un histograma de mediciones dibujado a partir del conjunto de datos de masa de la tabla X, eligiendo bandas de 0,3 g de ancho. Hay, por ejemplo, nueve mediciones en el intervalo de 81,05 y 81,35 g, y por eso la altura del histograma en este punto corresponde a nueve unidades. El ancho de las bandas se seleccionó deliberadamente, de tal forma que ninguna medición cayera en la frontera entre diferentes bandas y provocara ambigüedad en torno a sobre cuál banda ponerla. Un histograma de este tipo tiene la forma característica que muestran los datos realmente aleatorios, con simetría en torno al valor medio de las mediciones.

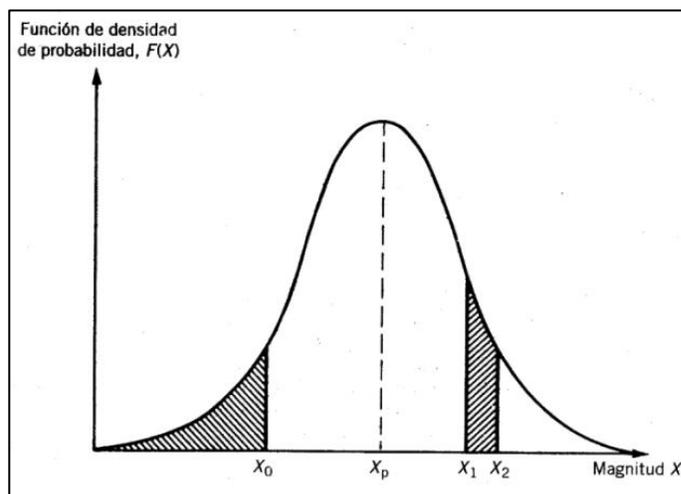
Figura 19. **Histograma de mediciones**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 46.

A medida que aumenta el número de mediciones, es posible definir bandas más pequeñas del histograma, el cual conserva su forma básica, aunque en ese caso está compuesto por un número más grande de escalones más pequeños a cada lado del pico. En el límite, cuando el número de mediciones tiende al infinito, el histograma se vuelve una curva continua conocida como curva de distribución de frecuencias de las mediciones, como se ilustra en la figura 20. La ordenada de esa curva es la frecuencia de ocurrencia de cada valor de la medición  $F(X)$ , la abscisa corresponde a la magnitud  $X$ , y  $(X_p)$  es el valor de los datos más probable. Si los errores son verdaderamente aleatorios,  $X_p$  es el valor medio de las mediciones.

Figura 20. **Curva de distribución de frecuencias de mediciones**



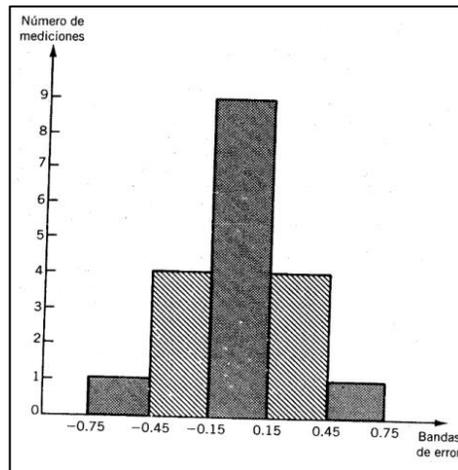
Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 47.

La simetría de las mediciones en torno al valor de los datos de la media en las figuras 19 y 20 es muy útil para mostrar gráficamente que los datos de la medición tienen sólo errores aleatorios. Sin embargo, para cuantificar la magnitud y distribución de los errores de la medición, resulta más útil dibujar

histogramas y curvas de distribución de frecuencia de los errores. Para hacerlo, se calcula primero la media de los valores de los datos de la medición y posteriormente se estima el error en cada medición en términos de su desviación respecto del valor de la media. Luego, se definen bandas de error de igual ancho y se dibuja un histograma de errores, como se muestra en la figura 21, de acuerdo con el número de valores de error que caen dentro de cada banda. Siempre que los errores sean sólo aleatorios, este histograma tiene simetría en torno a la línea de error cero.

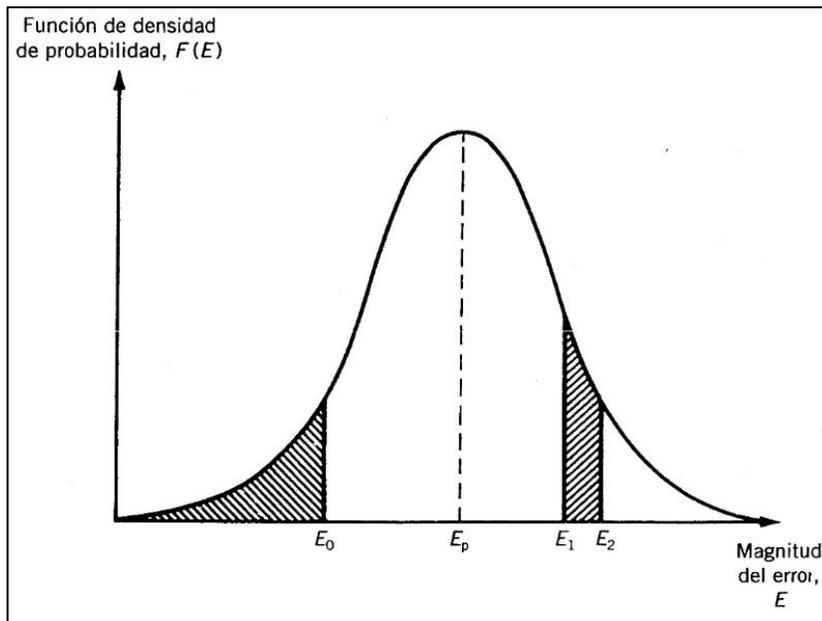
Cuando aumenta el número de mediciones, es posible definir bandas de error más pequeñas para el histograma de errores y en el límite, cuando el número de mediciones tiende a infinito, el histograma se convierte en una curva continua como antes. En este caso, la curva se conoce como curva de distribución de frecuencias de los errores, como se indica en la figura 22. La ordenada de esta curva es la frecuencia de ocurrencia de cada nivel de error  $F(E)$  y la abscisa es la magnitud del error  $E$ . La magnitud del error  $E_p$  correspondiente al pico de la curva de distribución de frecuencias es el valor del error que tiene la probabilidad más alta. Si los errores son por completo de naturaleza aleatoria, entonces el valor de  $E_p$  será igual a cero. Cualquier valor distinto de cero de  $E_p$  indica errores sistemáticos en los datos, en la forma de un polarización que a menudo se elimina por medio de recalibración.

Figura 21. **Histograma de errores**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 48.

Figura 22. **Curva de distribución de frecuencias de errores**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p.50.

Si la altura de la distribución de frecuencia de la curva de errores se normaliza de manera tal que el área bajo ella es igual a la unidad, entonces la curva en esta forma se conoce como curva de probabilidad y la altura  $F(E)$ , en cualquier magnitud de error particular  $E$ , recibe el nombre de función de densidad de probabilidad (fdp). La condición de que el área bajo la curva sea la unidad puede expresarse matemáticamente como:

$$\int_{-\infty}^{\infty} F(E)dE = 1$$

La probabilidad de que el error en cualquier medición particular se encuentre entre dos niveles  $E_1$  y  $E_2$ , se calcula midiendo el área bajo la curva contenida entre dos líneas verticales dibujadas por  $E_1$  y  $E_2$ , como se indica por medio del área de rayas del lado derecho en la figura 22. Es posible expresar lo anterior matemáticamente como:

$$P(E_1 \leq E \leq E_2) = \int_{E_1}^{E_2} F(E)dE \quad [\text{Ec. 16}]$$

La ecuación 16 se conoce a menudo como la función de error.

La función de distribución acumulativa (fda) es de importancia particular para evaluar el máximo error probable en cualquier medición. Se define como la probabilidad de observar un valor menor que o igual a  $E_0$ , y se expresa matemáticamente como:

$$P(E \leq E_0) = \int_{-\infty}^{E_0} F(E)dE \quad [\text{Ec.17}]$$

De tal modo, la fda es el área bajo la curva a la izquierda de una línea vertical dibujada por  $E_0$ , de acuerdo a como indica el área de rayas del lado izquierdo en la figura 22.

Existen tres tipos especiales de distribución de frecuencias conocidas como gaussiana, binomial y de Poisson, y son muy importantes debido a que la mayor parte de los conjuntos de datos se aproximan mucho a una de ellas. La distribución más importante para los conjuntos de datos que contienen errores de medición aleatorios es la gaussiana.

### 3.2.2.1. Distribución gaussiana

Una curva gaussiana se define como la distribución de frecuencia normalizada, en la que la frecuencia y la magnitud de las cantidades se relacionan mediante la siguiente expresión:

$$F(E) = \frac{1}{\sqrt{\sigma(2\pi)}} \cdot \exp[-(x - m)^2 / 2\sigma^2] \quad [\text{Ec. 18}]$$

Donde  $m$  es el valor medio del conjunto de mediciones,  $x$  y las otras cantidades son como se definió antes. Sólo es aplicable a los datos que tienen exclusivamente errores aleatorios, es decir, donde no existen errores sistemáticos. La ecuación 18 resulta particularmente útil para analizar un conjunto de mediciones gaussiano y predecir cuántas mediciones se encuentran dentro de un intervalo definido.

Si los errores de medición  $E$  se calculan para todas las mediciones, de modo tal que  $E = x - m$ , entonces la curva de frecuencia de errores  $F(E)$  graficada con la magnitud del error  $E$  es una curva gaussiana que recibe el nombre de curva de distribución de frecuencia de errores. La relación

matemática entre  $F(E)$  y  $E$  puede deducirse entonces modificando la ecuación 18 para obtener

$$F(E) = \frac{1}{\sqrt{\sigma(2\pi)}} \cdot \exp[-(E^2/2\sigma^2)] \quad [\text{Ec. 19}]$$

La mayor parte de los conjunto de datos de medición, como los valores de masa de la tabla X, se ajustan a una curva de distribución gaussiana debido a que, si los errores son realmente aleatorios, ocurren pequeñas desviaciones del valor de la media mucho más a menudo que las desviaciones mayores, es decir, el número de errores pequeños es mucho más grande que el de los grandes. Nombres alternativos para la curva de distribución gaussiana son los de distribución normal o distribución en forma de campana.

La curva de distribución gaussiana es simétrica con respecto a la línea que pasa por la media de los valores de la medición, lo cual significa que los errores positivos más allá del valor de la media ocurren en cantidades iguales que los errores negativos en cualquier conjunto de datos que contiene mediciones sujetas a errores aleatorios. Si la desviación estándar se usa como una unidad de error, es posible utilizar la curva para determinar qué probabilidad hay de que el error en cualquier medición particular en un conjunto de datos sea mayor que cierto valor. Se sustituye la expresión 19 para  $F(E)$  dentro de la ecuación 16 de probabilidad de que el error se encuentre en una banda entre los niveles  $E_1$  y  $E_2$ , se obtiene:

$$P(E_1 \leq E \leq E_2) = \int_{E_1}^{E_2} \frac{1}{\sqrt{\sigma(2\pi)}} \cdot \exp[-E^2/2\sigma^2] dE \quad [\text{Ec. 20}]$$

La ecuación 20 se simplifica efectuando la sustitución:

$$z = E/\sigma \quad [\text{Ec. 21}]$$

Entonces

$$P(E_1 \leq E \leq E_2) = \int_{z_1}^{z_2} \frac{1}{\sqrt{\sigma(2\pi)}} \cdot \exp[-z^2/2] dz \quad [\text{Ec. 22}]$$

Aún después de efectuar esta simplificación, no es posible evaluar la ecuación 22 mediante el uso de integrales estándares. En vez de eso, se requiere de la integración numérica. Para simplificar la carga de trabajo que esto implica, se han establecido tablas de funciones de error estándar que evalúan la integral para distintos valores de  $z$ .

### 3.2.2.2. Tablas de función de error

Estas tablas proporcionan valores de  $F(z)$  para valores distintos de  $z$ .  $F(z)$  representa la proporción de valores de los datos que son menores que o iguales a  $z$  y es igual al área bajo la curva de probabilidad normalizada a la izquierda de  $z$ . El estudio de la tabla mostrará que  $F(z) = 0,5$  para  $z = 0$ . Esto confirma que, como se esperaba, el número de valores de los datos  $\leq 0$  es 50 % del total. Así debe ser si los datos tienen únicamente errores aleatorios.

### 3.2.2.3. Uso de las tablas de función de error

Al analizar las tablas, al igual que la mayoría de las tablas de función de error publicadas, sólo incluye  $F(z)$  para valores positivos  $z$ . En el caso de valores negativos de  $z$ , es posible recurrir a la siguiente relación debido a que la curva de distribución de frecuencia está normalizada:

$$F(-z) = 1 - F(z) \quad [\text{Ec. 23}]$$

$F(-z)$  es el área bajo la curva a la izquierda de  $(-z)$ , es decir, representa la proporción de los valores de los datos  $\leq -z$ .

- Ejemplo

¿Cuántas mediciones en un conjunto de datos sujeto a errores aleatorios se encuentran fuera de las fronteras de  $+\sigma$  y  $-\sigma$ , esto es, cuantas mediciones tienen un error  $< |\sigma|$ ?

- Solución

El número requerido se representa mediante la suma de las dos áreas sombreadas de la figura 23. Esto puede expresarse matemáticamente como:

$$P[E < -\sigma \text{ o } E > +\sigma] = P[E < -\sigma] + P[E > +\sigma]$$

Para  $E = -\sigma$ ,  $z = -1,0$  (de acuerdo con la ecuación 21). Empleando una tabla de funciones de error:

$$P[E < -\sigma] = F(-1) = 1 - F(1) = 1 - 0,8413 = 0,1587$$

De manera similar, para  $E = +\sigma$ ,  $z = +1,0$ , la tabla de la función de error produce:

$$P[E > +\sigma] = 1 - P[E < +\sigma] = 1 - F(1) = 1 - 0,8413 = 0,1587$$

Este último paso es válido debido a que la curva de distribución de frecuencia está normalizada de modo tal que el área total bajo ella es la unidad. Así:

$$P[E < -\sigma] + P[E > +\sigma] = 0,1587 + 0,1587 = 0,3174 \approx 32\%$$

Por lo tanto, 32 % de las mediciones se encuentran fuera de las fronteras de  $\pm\sigma$ , es decir, 32 % de las mediciones tiene un error mayor que  $|\sigma|$ . Se concluye que 68 % de las mediciones se encuentra dentro de las fronteras de  $\pm\sigma$ .

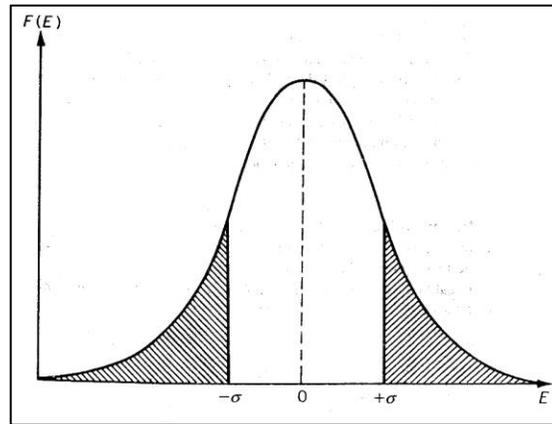
Tabla XIII. **Probabilidad del ejemplo**

Límites de error	Porcentaje de puntos de datos dentro de los límites	Probabilidad de que cualquier punto de datos esté fuera del límite (%)
$\pm\sigma$	68,0	34,0
$\pm 2\sigma$	95,4	4,6
$\pm 3\sigma$	99,7	0,3

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 48.

El análisis anterior muestra que, para valores de datos distribuidos en forma gaussiana, 68 % de las mediciones tiene errores que se encuentran dentro de los límites de  $\pm\sigma$ . Un análisis similar muestra que los límites de  $\pm 2\sigma$  contienen 95,4 % de los puntos de datos, y al extender los límites hasta  $\pm 3\sigma$  se abarca 99,7 % de los puntos de los datos. La probabilidad de que cualquier punto de los datos se encuentre fuera de las fronteras de error particulares, puede, en consecuencia, expresarse por medio de la tabla XIII.

Figura 23. Límites de  $\pm\sigma$  en errores de medición

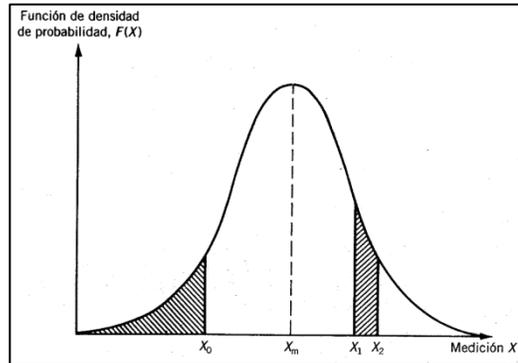


Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 52.

#### 3.2.2.4. Distribución de tolerancias de manufactura

Se puede representar la curva de distribución gaussiana para analizar tolerancias en componentes manufacturados más que errores en mediciones de proceso. De este modo, se describe la distribución de frecuencia de mediciones como se muestra en la figura 24.

Figura 24. **Distribución de frecuencias de tolerancias de manufactura**



Fuente: MORRIS, Alán. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 53.

Aquí,  $f(x)$  es la probabilidad de que la medición tenga algún valor particular  $x$ . El valor más probable de  $x$ ,  $x_m$ , corresponde al pico de la curva. Si las mediciones son gaussianas, la curva será simétrica con respecto a la línea  $x = x_m$ , y  $x_m$  representará el valor medio de las mediciones.

Pueden escribirse ecuaciones similares a la ecuaciones 16 y 17:

$$P(x_1 \leq x \leq x_2) = \int_{x_1}^{x_2} f(x) dx \quad [\text{Ec. 24}]$$

$$P(x \leq x_0) = \int_{-\infty}^{x_0} f(x) dx \quad [\text{Ec. 25}]$$

Asimismo, modificando la ecuación 22, se obtiene:

$$P(x_1 \leq x \leq x_2) = \int_{x_1}^{x_2} \frac{1}{\sqrt{\sigma(2\pi)}} \cdot \exp\left[-\frac{(x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] dx \quad [\text{Ec. 26}]$$

Donde  $\mu$  es la media de las mediciones ( $= x_m$ ).

Luego de encontrar la probabilidad de cualquier medición elegida al azar dentro del intervalo de  $x_1$  a  $x_2$ , el número de  $N$  que se encuentra dentro del intervalo de  $x_1$  a  $x_2$  se calcula de la manera siguiente:

$$N = \int_{x_2}^{x_1} \frac{n}{\sqrt{\sigma(2\pi)}} \cdot \exp[-(x - \mu)^2/2\sigma^2] dx \quad [\text{Ec. 27}]$$

Donde  $n$  es el número total de mediciones.

Si se realiza la sustitución  $z = (x - \mu)/\sigma$ , la ecuación 27 se simplifica en:

$$N = \int_{z_1}^{z_2} \frac{n}{\sqrt{\sigma(2\pi)}} \cdot \exp[-z^2/2] dz \quad [\text{Ec. 28}]$$

- Ejemplo

Un chip de circuito integrado contiene  $10^5$  transistores. Estos tiene una ganancia de corriente media de 20 y una desviación estándar de 2. Calcular el número de transistores con ganancia de corriente entre 19,8 y 20,2, y el número de transistores con ganancia de corriente mayor que 17.

- Solución

- La proporción de transistores donde  $19,8 < \text{ganancia} < 20,2$  está dada por  $P[x < 20,2] - P[x < 19,8]$ . Al calcular  $z$  a partir de  $z = (x - \mu)/\sigma$ , para  $x = 20,2$ ;  $z = 0,1$  y para

$x = 19,8$ ;  $z = -0,1$ . De la tabla de la función de error,  
 $P[z < 0,1] = 0,5398$

$$P[z < -0,1] = 1 - P[z < 0,1] = 1 - 0,5398 = 0,4602$$

Por lo tanto,

$$\begin{aligned} P[x < 20,2] - P[x < 19,8] &= P[z < 0,1] - P[z < -0,1] \\ &= 0,5398 - 0,4602 = 0,0796 \end{aligned}$$

De este modo  $0,0796 \times 10^5 = 7\,960$  transistores tienen una ganancia de corriente en el intervalo de 19,8 a 20,2

- El número de transistores de ganancia mayor que 17 está dado por:

$$P[x > 17] = 1 - P[z < 17] = 1 - P[z < 1,5] = P[z < +1,5] = 0,9332$$

Por consiguiente, 93,32 %, esto es, 93 320 transistores, tienen una ganancia mayor que 17.

### 3.2.2.5. Error estándar de la media

El análisis que sigue es estrictamente válido para conjuntos de mediciones que contienen poblaciones infinitas. No es, desde luego, posible obtener un número infinito de valores de datos y, consecuentemente, debe esperarse algún error en el valor calculado de la media del conjunto de datos finito y práctico que se disponga. Si se consideran varios subconjuntos de una población de datos infinita, entonces, por el teorema de límite central, las medias de los

subconjuntos formarán una distribución gaussiana en torno a la media del conjunto de datos infinito. El error en la media del conjunto de datos finito suele expresarse como el error estándar de la media,  $\alpha$ , que se calcula como

$$\alpha = \sigma/\sqrt{n}$$

Esto tiende a cero cuando el número de mediciones en el conjunto de datos se expande a infinito. El valor que se obtiene de un conjunto de  $n$  mediciones  $x_1, x_2, \dots, x_n$  se expresa entonces como

$$x = x_{media} \pm \alpha$$

Para el conjunto de datos de las mediciones de masa de la tabla X  $n = 19, \sigma = 0,318$  y  $\alpha = 0,073$ . Es posible expresar entonces la masa como  $81,18 \pm 0,07$  kg (límite de confianza de 68 %). Sin embargo, es más usual expresar las mediciones con límites de confianza de 95 % (o bien límites de  $\pm 2\sigma$ ). En este caso  $2\sigma = 0,636$ ,  $2\alpha = 0,146$  y el valor de la masa se expresa en consecuencia como  $81,18 \pm 0,15$  kg (límite de confianza de 95 %).

### **3.3. Reducción de errores utilizando instrumentos inteligentes**

Se pueden obtener grandes reducciones en los errores de las mediciones utilizando un instrumento inteligente, el cual incluye todos los elementos usuales de un sistema de medición como se ilustra en la figura 2. Sin embargo, estos se distinguen de los sistemas de medición no inteligentes por la inclusión de un microprocesador y por la adición de uno o más transductores adicionales en su entrada.

Las entradas de un instrumento inteligente son los datos de un transductor primario y los datos adicionales de uno o más transductores secundarios. El transductor primario mide la magnitud de la cantidad de interés principal, en tanto que los transductores secundarios determinan la magnitud de los parámetros ambientales. Por ejemplo, en un instrumento inteligente de medición de masa, el transductor primario suele ser una celda de carga y se incluyen transductores secundarios (adicionales) para medir entradas modificadoras como la temperatura ambiente y la presión atmosférica.

El microprocesador efectúa funciones preprogramadas de procesamiento de señales y algoritmos de manipulación de datos sobre los datos del transductor primario (la cantidad de interés que se mide), utilizando los datos leídos del transductor secundario, y genera la salida de la medición procesada del transductor primario para presentarla en la salida del instrumento. El efecto de esta computarización en la función de procesamiento de señales es una mejora en la calidad de las mediciones de salida del instrumento y una simplificación general de la tarea de procesamiento de señales.

Algunos ejemplos del procesamiento de señales que puede realizar con facilidad un microprocesador que está contenido en un instrumento inteligente incluyen la corrección de la salida del instrumento por efecto de la polarización ocasionada por variaciones ambientales (por ejemplo, cambios de temperatura) y la conversión para producir una salida lineal de un transductor cuya característica fundamental es no lineal. Un instrumento inteligente se comporta como una caja negra en cuanto a lo que le interesa el usuario y no se requiere ningún conocimiento de su modo de operación interna en situaciones de medida normales.

Al igual que los sistemas de cómputo en general, el hardware dentro de un instrumento inteligente contiene los componentes esenciales de una unidad de procesamiento central, algo de memoria y una interfaz de entrada-salida. Se incluye tanto la memoria de tipo ROM (memoria sólo de lectura) como la RAM (memoria de acceso aleatorio). La primera almacena el programa de procesamiento de señales de los datos externos que están usualmente en forma analógica, casi siempre es necesario incluir elementos de conversión analógica-digital y digital-analógica dentro de la interfaz de entrada-salida.

La operación de procesamiento de señales necesita que los valores de los datos se coloquen en la entrada, que se procesen y que estén disponibles en la salida de acuerdo con una secuencia de operaciones definidas por el programa de cómputo. No es usual que el usuario escriba este programa. En realidad, rara vez se prevé que el usuario cree y modifique programas operativos incluso si desea hacerlo. Son varias las razones al respecto.

En primer lugar, el procesamiento de señales que se necesita dentro de un instrumento inteligente suele estar perfectamente definido y, por ello, resulta más eficiente para un fabricante generarlo, en lugar de tratar que cada usuario individual produzca de manera independiente programas bastante idénticos. En segundo, se consigue una mejor integridad del programa y de la operación de los instrumentos si se emplea un programa estándar desarrollado por el fabricante del equipo. Por último, el uso de programas estándares permite que se graben en la ROM para protegerlos ante cualquier falla en el suministro de energía del instrumento. Esto facilita también el mantenimiento y la actualización del software, mediante un mecanismo en el que el fabricante suministra una nueva ROM, que simplemente se inserte en el *socket* que ocupaba la ROM anterior.

Los instrumentos inteligentes ofrecen muchas ventajas en comparación con sus contrapartes no inteligentes, debido, sobre todo, a la mejora en la exactitud que se logra al procesar la salida de transductores para corregir errores inherentes en el proceso de medición. Las soluciones que ofrecen los instrumentos inteligentes a los problemas que ocurren en los sistemas de medición se explicarán en diversos puntos de los capítulos siguientes.

Un ejemplo del beneficio que proporciona la “inteligencia” a los instrumentos se observa en la medición de la tasa del flujo de volumen, donde esta cantidad se infiere al medir la presión diferencial a través de una placa que tiene un orificio, la cual está ubicada en un tubo que conduce cierto fluido. La tasa de flujo es proporcional a la raíz cuadrada de la diferencia de presión a través del orificio de la placa. Para una tasa de flujo determinada, tanto la temperatura como la presión media en el tubo afectan esta relación y los cambios en los valores ambientales de cualquiera de estas ocasionan errores en la medición.

Un instrumento inteligente de medición de tasa de flujo contiene tres transductores. Un transductor primario mide la diferencia de presión a través del orificio de la placa y dos transductores secundarios, de los cuales uno registra la presión y el otro registra la temperatura absoluta. El instrumento se programa para corregir la salida del transductor de presión diferencial, de acuerdo con los valores medidos por los transductores secundarios, recurriendo a leyes físicas apropiadas que cuantifican el efecto de los cambios de la temperatura y la presión ambientales en la relación fundamental entre el flujo y la presión diferencial.

Normalmente, el instrumento también se programa para convertir la relación de la raíz cuadrada entre el flujo y la salida de la señal en una forma directa, haciendo que la salida sea mucho más fácil de interpretar. Los niveles

de inexactitud comunes de estos instrumentos de medición de flujo inteligentes corresponden a  $\pm 0,1$  %, en comparación con el  $\pm 0,5$  % de sus equivalentes no inteligentes, lo que demuestra una mejora en un factor de cinco.

Los instrumentos inteligentes suelen proporcionar muchas otras capacidades además de las mencionadas, entre las que se incluyen:

- Amortiguamiento de señales con constantes de tiempo que pueden seleccionarse.
- Escalas conmutables mediante la selección de varios transductores primarios en el interior del instrumento, cada uno se utiliza para efectuar mediciones en una escala diferente.
- Unidades de salida conmutables, por ejemplo, presentación en unidades del sistema inglés o SI.
- Funciones de diagnóstico.
- Ajuste y control remoto de las opciones del instrumento hasta 1 500 metros de distancia por líneas de señal de cuatro vías 20 mA.

Siempre debe tenerse un cuidado adecuado cuando se incorpora un microprocesador en un sistema de medición, con el fin de evitar la creación de nuevas fuentes de ruido en la medición. Esto sucede cuando se utiliza un microprocesador para procesar la salida de varios transductores, los cuales se conectan con alambres o líneas de señal. En tales circunstancias, es posible que las conexiones y los alambres de conexión produzcan ruido a través de potenciales electroquímicos, potenciales termoeléctricos, voltajes de compensación que introducen las impedancias en modo común y señales de ruido de CA a frecuencias de la línea de alimentación (o frecuencias de audio y de radio).

El reconocimiento de todas estas posibles fuentes de ruido permite su eliminación en la mayoría de los casos, mediante la aplicación de prácticas adecuadas de alambrado y construcción en los sistemas de medición. El resto de las fuentes de ruido se eliminan casi siempre cuando se incluye un conjunto de cuatro circuitos de conexión a tierra (o circuito de puesta a tierra) en la interfaz, esto tiene las siguientes funciones:

- Tierra eléctrica: proporciona una trayectoria para las corrientes de falla que generan las fallas en las líneas eléctricas de alimentación.
- Tierra lógica: ofrece una línea común para todas las potencias de circuitos lógicos.
- Tierra analógica (conexión a tierra): ofrece una referencia común para todas las señales analógicas.
- Tierra de seguridad: se deben conectar todas las partes metálicas del equipo que en condiciones normales no están conectadas a las líneas eléctricas de alimentación, para proteger al personal cuando toca gabinetes metálicos.

### **3.3.1. Reducción de errores sistemáticos**

La incorporación de “inteligencia” en los instrumentos puede producir una reducción general en la magnitud de los errores sistemáticos. Por ejemplo, en el caso de circuitos eléctricos que se perturban por el efecto de carga del instrumento de medición, es posible que un instrumento inteligente corrija fácilmente los errores de medición aplicando ecuaciones, como la 12, para incorporar la resistencia del instrumento de medición.

Los instrumentos inteligentes resultan en particular efectivos en el mejoramiento de la exactitud de mediciones que están sujetas a entradas

modificadoras, mediante el mecanismo de corrección (que realiza el microprocesador) de la medición que se obtuvo del transductor primario, de acuerdo con los valores registrados por los transductores secundarios. Sin embargo, su capacidad para lograr lo anterior requiere que se cumplan las siguientes condiciones previas:

- Debe entenderse por completo el mecanismo físico que hace que los cambios en las condiciones ambientales afecten al transductor de la medición y es necesario identificar todas las cantidades físicas que alteran la salida del transductor.
- Se debe cuantificar el efecto que tiene cada variable ambiental en la característica de salida del transductor de la medición.
- Deben existir los transductores secundarios adecuados para monitorear el valor de todas las variables ambientales importantes para la entrada al instrumento inteligente.

La primera condición implica considerar la expansión/contracción térmica de todos los elementos dentro de un transductor para evaluar cómo responderá este a los cambios de la temperatura ambiental. De modo similar, es necesario examinar la respuesta del transductor, si existe, a los cambios en la presión ambiental, la humedad y la fuerza gravitacional.

La cuantificación del efecto de cada variable ambiental en las características del transductor de medición es, en consecuencia, necesaria, como se establece en la segunda condición. La cuantificación analítica de los cambios en las condiciones ambientales a partir de consideraciones puramente teóricas de la construcción de un transductor suele ser muy compleja y, por ello, se evita casi siempre. En vez de eso, el efecto se cuantifica de forma empírica en pruebas de laboratorio, en las que se observa la característica de salida del

transductor cuando cambian las condiciones ambientales del medio de una manera controlada.

Una vez que se han identificado las variables ambientales que afectan un transductor de medición y que se ha cuantificado su efecto, se puede diseñar un instrumento inteligente que incluya transductores secundarios para monitorear el valor de las variables ambientales. Desde luego, deben existir transductores adecuados que operarán en forma satisfactoria dentro de las condiciones ambientales prevalecientes para la situación de la medición, como se establece en la tercera condición.

### **3.3.2. Reducción de errores aleatorios**

Si un sistema de medición está sujeto a errores aleatorios, pueden programarse instrumentos inteligentes para tomar una sucesión de mediciones de una cantidad dentro de un intervalo breve y efectuar un promedio simple u otras técnicas estadísticas en las lecturas antes de presentar una medición de salida. Esto resulta válido para reducir cualquier forma de error aleatorio, incluso aquellos debidos a deficiencias de la observación humana, ruido eléctrico u otras fluctuaciones.

Aparte de indicar el valor promedio que se obtiene de varias mediciones, los instrumentos inteligentes tienen la capacidad, en la mayor parte de los casos, para presentar otros parámetros estadísticos relativos a las mediciones efectuadas, como la desviación estándar, la varianza y el error estándar de la media. La totalidad de estas cantidades podría, desde luego, calcularse en forma manual, aunque la gran ventaja que se obtiene con el uso de instrumentos inteligentes es una velocidad de procesamiento superior y evitar

errores aritméticos que fácilmente ocurren si los humanos efectúan estas funciones.

### **3.4. Error total en todo el sistema de medición**

Un sistema de medición está integrado por varias componentes independientes, cada una de las cuales está sujeta a errores sistemáticos o aleatorios. Se han presentado mecanismos para cuantificar los errores que surgen a partir de cada una de estas fuentes y, en consecuencia, puede calcularse el error total en la salida de cada componente del sistema de medición. Lo que falta es investigar cómo se combinan los errores que están asociados a cada componente del sistema de medición, de manera que sea posible efectuar el cálculo del error total en todo el sistema de medición.

Se pueden realizar las cuatro operaciones matemáticas de adición, resta, multiplicación y división en las mediciones que se obtienen de diferente instrumentos/transductores de un sistema de medición. A continuación se abordarán las técnicas apropiadas para las distintas situaciones que se presentan.

#### **3.4.1. Error en un producto**

Si las salidas  $y$  y  $z$  de dos componentes del sistema de medición se multiplican entre sí, el producto puede escribirse como

$$P = yz$$

Si el error posible en  $y$  es  $\pm ay$  y en  $z$  equivale a  $\pm bz$ , entonces los valores máximos y mínimos posibles en  $P$  se escriben como

$$\begin{aligned}
P_{m\acute{a}x} &= (y + ay)(z + bz) \\
&= yz + ayz + byz + aybz \\
P_{m\acute{i}n} &= (y - ay)(z - bz) \\
&= yz - ayz - byz + aybz
\end{aligned}$$

En el caso de las componentes comunes del sistema de medici3n que presenta errores de salida de hasta 1 o 2 % en magnitud, tanto  $a$  como  $b$  son mucho menores que uno en magnitud  $y$ , por ello, los t3rminos en  $aybz$  son despreciables en comparaci3n con otros t3rminos. Por consiguiente, se tiene:

$$P_{m\acute{a}x} = yz(1 + a + b) \qquad P_{m\acute{i}n} = yz(1 - a - b)$$

De ese modo, el error posible en el producto  $P$  se encuentra dentro del intervalo  $\pm(a + b)$ .

Si la alimentaci3n en un circuito se calcula a partir de mediciones de voltaje y corriente en las que los errores m3ximos calculados son, respectivamente,  $\pm 1$  % y  $\pm 2$  %, entonces el error posible en el valor calculado de la alimentaci3n corresponde a  $\pm 3$  %.

### 3.4.2. Error en un cociente

Si la medici3n de salida  $y$  de una componente del sistema con error posible  $\pm ay$  se divide por la medici3n de salida  $z$  de otra componente del sistema con error posible  $\pm bz$ , pueden escribirse los valores m3ximo y m3nimo posibles para el cociente en la forma:

$$Q_{m\acute{a}x} = \frac{yz + ayz + byz + abyz}{z^2 - b^2z^2}$$

$$Q_{\min} = \frac{yz - ayz - byz + abyz}{z^2 - b^2z^2}$$

Para  $a \ll 1$  y  $b \ll 1$ , los términos en  $ab$  y  $b^2$  son despreciables en comparación con otros términos. Por consiguiente,

$$Q_{\max} \approx \frac{yz(1 + a + b)}{z^2}$$

$$Q_{\min} \approx \frac{yz(1 - a - b)}{z^2}$$

Esto es,

$$Q = \frac{y}{z} + \frac{y}{z}(a + b)$$

De tal modo, el error posible en el cociente se ubica dentro del intervalo  $\pm(a + b)$ .

Si se calcula la resistencia de un circuito a partir de mediciones de voltaje y corriente donde los errores respectivos son  $\pm 1\%$  y  $\pm 3\%$ , el error probable en el valor de la resistencia es  $\pm 3\%$ .

### 3.4.3. Error en una suma

Si se suman ambas salidas  $y$  y  $z$  de las componentes independientes del sistema de medición, la suma puede escribirse como:

$$S = y + z$$

Si los errores máximos en  $y$  y  $z$  son, respectivamente,  $\pm ay$  y  $\pm bz$ , los valores máximo y mínimo posibles de  $S$  se expresan:

$$S_{m\acute{a}x} = y + ay + z + bz$$

$$S_{m\acute{i}n} = y - ay + z - bz$$

O

$$S = y + z \pm (ay + bz)$$

Esta relación para  $S$  no es conveniente, debido a que en esta forma el término del error no puede expresarse como una fracción o porcentaje del valor calculado para  $S$ . Por fortuna, no hay inconveniente en aplicar el análisis estadístico que expresa  $S$  en una forma alternativa tal que el error máximo más probable en  $S$  se represente mediante una cantidad  $e$ , donde  $e$  está determinada por:

$$e = \sqrt{(ay)^2 + (bz)^2} \quad [\text{Ec. 29}]$$

De tal modo,

$$S = (y + z) \pm e$$

Lo anterior se expresa en la forma alternativa:

$$S = (y + z)(1 \pm f) \quad [\text{Ec. 30}]$$

Donde  $f = e/(y + z)$ .

Por ejemplo, un circuito necesita un resistor de 550  $\Omega$ . Este requerimiento se satisface conectado en serie dos resistores cuyos valores nominales son 220 y 330  $\Omega$ . Si cada resistor tiene una tolerancia de  $\pm 2\%$ , el error en la suma calculado de acuerdo con las ecuaciones 29 y 30 está dado por:

$$e = \sqrt{(0,02 \times 220)^2 + (0,02 \times 330)^2} = 7,93$$

$$f = \frac{7,93}{550} = 0,0144$$

En consecuencia, la resistencia total  $S$  puede expresarse como:

$$S = 550 \Omega \pm 7,93 \Omega$$

$$S = 550(1 \pm 0,0144)\Omega$$

Esto es,

$$S = 550 \Omega \pm 1,4\%$$

#### 3.4.4. Error en una diferencia

Si las dos salidas  $y$  y  $z$  de dos sistemas independientes de medición se van a restar una de otra y los errores posibles son  $\pm ay$  y  $\pm bz$ , entonces la diferencia  $S$  se expresa en la forma:

$$S = (y - z) \pm e \quad \text{o} \quad S = (y - z)(1 \pm f)$$

Donde  $e$  se calcula como antes ecuación 29 y  $f = e/(y - z)$

Por ejemplo, se calcula una tasa de flujo de fluido con base en la diferencia de presión que se mide a ambos lados de una placa con un orificio. Si las mediciones de presión corresponden a 10,0 y 9,5 bar y el error en los instrumentos de medición de presión se especifica como  $\pm 0,1\%$ , entonces es posible calcular los valores para  $e$  y  $f$  en la forma:

$$e = \sqrt{(0,001 \times 10)^2 + (0,001 \times 9,5)^2} = 0,0138$$

$$f = \frac{0,0138}{0,5} = 0,0276$$

De tal modo, la diferencia de presión puede expresarse como 0,5 bar  $\pm 2,8\%$ .

Este ejemplo ilustra con toda claridad el error relativamente grande que quizás surja cuando los cálculos se realizan a partir de la diferencia entre dos mediciones.

### **3.4.5. Error total cuando se combinan mediciones múltiples**

El caso final que se va a considerar sucede cuando la medición se calcula de acuerdo con varias mediciones que se combinan entre sí, en una forma que incluye más de un tipo de operación aritmética. Por ejemplo, se puede calcular la densidad de un bloque de material sólido y forma rectangular a partir de mediciones de su masa dividida por el producto de mediciones de su longitud, altura y ancho. Los errores involucrados en cada etapa aritmética son acumulativos, por lo que resulta viable calcular el error de medición total sumando entre sí los dos valores de error que están asociados con ambas etapas de multiplicación que corresponden al cálculo del volumen, para luego

calcular el error en la operación aritmética final cuando la masa se divide entre el volumen.

- Ejemplo

Un bloque rectangular tiene aristas de longitud  $a, b$  y  $c$ , y su masa es  $m$ . Si los valores y errores posibles en las cantidades  $a, b, c$  y  $m$  son, como se indica más adelante, calcular el valor de la densidad y su error posible, si  $a = 100 \text{ mm} \pm 1 \%$ ,  $b = 200 \text{ mm} \pm 1 \%$ ,  $c = 300 \text{ mm} \pm 1 \%$ ,  $m = 20 \text{ kg} \pm 0,5 \%$ .

- Solución

$$\text{Valor de } ab = 0,02 \text{ m}^2 \pm 2 \% \text{ (error posible} = 1 \% + 1 \% = 2 \%)$$

$$\text{Valor de } (ab)c = 0,006 \text{ m}^3 \pm 3 \% \text{ (error posible} = 2 \% + 1 \% = 3 \%)$$

$$\text{valor de } m/(abc) = 20/0,006 = 3\,330 \text{ kg/m}^3$$

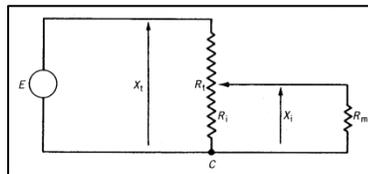
$$\pm 3,5 \% \text{ (error posible} = 3 \% + 0,5 \% = 3,5 \%)$$

### 3.5. Ejercicios de autoevaluación

- Ejercicio 1: explicar la diferencia entre errores sistemáticos y aleatorios. ¿Cuáles son las fuentes comunes de estos dos tipos de errores?
- Ejercicio 2: ¿Cómo se puede producir (durante el proceso de la medición) una perturbación en el sistema que se está midiendo?

- Ejercicio 3: suponer que las componentes en el circuito que se presenta en la figura 25 tienen los siguientes valores:  $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = 2\text{ k}\Omega$ . Si el instrumento que mide el voltaje de salida AB tiene una resistencia de  $10\text{ k}\Omega$ , ¿cuál es el error de la medición que provoca el efecto de carga de este instrumento?

Figura 25. **Circuito para la pregunta 3**



Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 63.

- Ejercicio 4: los instrumentos se calibran normalmente y sus características se definen bajo condiciones ambientales estándar y particulares. ¿Qué procedimiento se efectúa para evitar los errores de medición cuando se utilizan instrumentos que están sujetos a condiciones ambientales variables?
- Ejercicio 5: ¿Qué acciones se deben tomar para reducir el efecto de las entradas modificadoras en los sistemas de medición?
- Ejercicio 6: la salida de un potenciómetro se mide con un voltímetro que tienen una resistencia  $R_m$ , en la forma que se indica en la figura 25.  $R_1$  es la resistencia de la longitud total de  $X_t$  del potenciómetro y  $R_i$  es la resistencia entre el contacto deslizante (cursor del potenciómetro) y el punto común C para una posición  $X_i$  de dicho contacto. Demostrar que el

error de la medición debido a la resistencia  $R_m$  del instrumento de medición está dado por:

$$Error = E \frac{R_i^2 (R_t - R_i)}{R_t (R_i R_t + R_m R_t - R_i^2)}$$

En consecuencia, demostrar que el error máximo ocurre cuando  $X_i$  es casi igual a  $2X_t/3$ . Sugerencia: diferenciar la expresión del error con respecto a  $R_i$  e igual a cero. Observar que el error máximo no ocurre exactamente en  $X_i = 2X_t/3$ , pero este valor es muy cercano a la posición en la que ocurre el error máximo.

- Ejercicio 7: en un estudio de quince propietarios de cierto modelo de automóvil, se registraron las siguientes cifras para el consumo promedio de gasolina en millas/galón:

Tabla XIV. **Datos de ejercicio 7 (millas/galón)**

25,5	31,4	29,6	31,7	28,9
33,3	31,1	30,5	39,4	29,2
30,3	29,5	32,4	33,0	30,0

Fuente: MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. p. 63.

Calcular el valor medio, el valor de la mediana y la desviación estándar del conjunto de datos.

- Ejercicio 8: explicar el término función de densidad de probabilidad. Escribir una expresión para la función de densidad de probabilidad gaussiana de valor de media  $\mu$  y desviación estándar  $\sigma$  determinadas, e indicar cómo se obtendría la mejor estimación de estas dos cantidades con base en una muestra de población  $n$ .

Se efectuaron las siguientes diez mediciones del voltaje de salida de un amplificador de alta ganancia que está contaminado debido a fluctuaciones de ruido: 1,53; 1,57; 1,54; 1,54; 1,50; 1,51; 1,55; 1,54; 1,56 y 1,53. Determinar el valor medio de la desviación estándar. En consecuencia, estimar la exactitud con la cual se determinó el valor medio a partir de estas diez mediciones. Si se tomaran un millar de mediciones, en lugar de diez, pero  $\sigma$  sigue siendo la misma, ¿en cuánto mejoraría la exactitud del valor calculado de la media?

- Ejercicio 9: las mediciones en un conjunto de datos están sujetas a errores aleatorios, pero se sabe que el conjunto de datos se ajusta a una distribución gaussiana. Utilizar una tabla en función de error para determinar el porcentaje de mediciones que se encuentran dentro de las fronteras de  $\pm 1,5 \sigma$ , donde  $\sigma$  es la desviación estándar de las mediciones.
- Ejercicio 10: el espesor de un conjunto de arandelas varía debido a perturbaciones aleatorias en la manufactura, aunque los valores medidos de esta cantidad pertenecen a una distribución gaussiana. Si el espesor medio corresponde a 3 mm y la desviación estándar es igual a 0,25 mm, calcular el porcentaje de arandelas que tendrán un espesor mayor de 2,5 mm.
- Ejercicio 11: una fuente de alimentación de corriente directa, que debe proporcionar 3 volts que requiere un circuito se obtiene al conectar en serie dos baterías de 1,5 V. Si el error en la salida de voltaje de cada batería se especifica como  $\pm 1 \%$ , calcular el error posible en la fuente de alimentación de 3 volts que se obtendría al conectar ambas baterías.

- Ejercicio 12: para calcular la pérdida térmica a través de la pared de un edificio, se requiere conocer la diferencia de temperatura entre las paredes interior y exterior. Si se miden temperaturas de 5 y 20 °C en ambos lados de la pared con un termómetro de mercurio con un intervalo de -25 a + 25 °C y una cifra de inexactitud indicada de  $\pm 1$  % de la lectura a máxima escala, calcular el error posible en la cifra calculada para la diferencia de temperatura.
- Ejercicio 13: la potencia que se disipa del faro de un automóvil se calcula al medir la caída de voltaje de corriente directa y la corriente que circula en el faro ( $P = V \times I$ ). Si los errores posibles en los valores medidos de voltaje y corriente corresponden, respectivamente a  $\pm 1$  % y  $\pm 2$  %, calcular el error posible en el valor de potencia que se dedujo.
- Ejercicio 14: se mide la resistencia de un resistor de carbón al aplicar un voltaje de corriente directa en su extremos y medir posteriormente la corriente ( $R = V/I$ ). Si las mediciones de voltaje y corriente son  $10 \pm 0,1V$  y  $214 \pm 5$  mA, respectivamente, calcular el valor del resistor de carbón.
- Ejercicio 15: la densidad ( $d$ ) de un líquido se calcula al medir primero su profundidad ( $c$ ) en un tanque rectangular –calibrado– para luego vaciarlo en el interior de un sistema de medición de masa. La longitud y el ancho del tanque son (a) y (b), respectivamente, y la densidad está dada, en consecuencia, por:

$$d = m/(a \times b \times c)$$

Donde  $m$  es la masa medida del líquido vertido. Si los errores posibles en las mediciones de  $a, b, c$  y  $m$  son 1 %, 1 %, 2 % y 0,5 %, respectivamente, determinar el error posible en el valor calculado de la densidad ( $d$ ).

- Ejercicio 16: la tasa de flujo de volumen de un líquido se calcula al permitir que este fluya hacia un tanque cilíndrico, el cual descansa sobre su extremo plano, y medir posteriormente la altura de la superficie del líquido antes y después de que este mismo ha fluido durante 10 minutos. El volumen recolectado después de 10 minutos igual a:

$$volumen = (h_2 - h_1)\pi(d/2)^2$$

Donde  $h_1$  y  $h_2$  son las alturas de la superficie al principio y al final y  $d$  es el diámetro medido del tanque.

- Si  $h_1 = 2 m$ ,  $h_2 = 3 m$  y  $d = 2 m$ , calcular la tasa de flujo de volumen en metros cúbicos por minuto.
- Si el error posible en cada medición de  $h_1$ ,  $h_2$  y  $d$  es igual a  $\pm 1$  %, estimar el error posible en el valor calculado de la tasa de flujo de volumen.

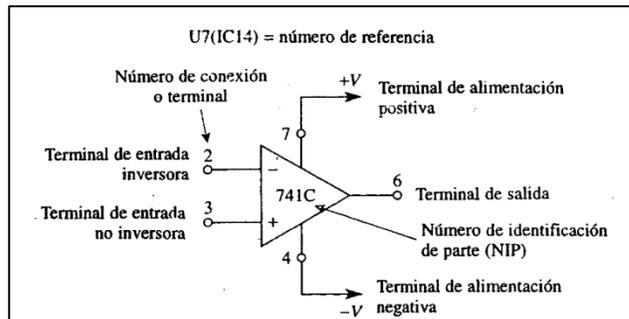
## 4. AMPLIFICADORES OPERACIONALES

### 4.1. Símbolo de circuito y terminales

El amplificador operacional 741 se ha estado utilizando durante muchos años y es aún un excelente dispositivo para iniciar el estudio de los amplificadores operacionales, ya que no resulta caro, es resistente y se consigue fácilmente. El símbolo del amplificador operacional que se muestra en la figura 26 es un triángulo que apunta hacia la dirección del flujo de la señal. El número de identificación de parte (NIP) designa el amplificador operacional con características específicas. El 741C que se muestra en este caso es el amplificador operacional de propósito general que se empleará como ejemplo a lo largo de la guía.

El amplificador operacional también puede codificarse en un esquema o diagrama de circuito con un número de referencia, por ejemplo U7, IC 14, u otro. Después, el número de identificación de parte se pone dentro de la lista de partes del esquema del circuito. Todos los amplificadores operacionales poseen por lo menos cinco terminales: (1) la terminal de fuente de poder positiva,  $V_{CC}$  o  $+V$ , en la terminal 7; (2) la terminal de fuente de alimentación negativa,  $V_{EE}$  o  $-V$ , en la terminal 4; (3) la terminal de salida 6; (4) la terminal de la entrada inversora (-) en la terminal 2, y (5) la terminal de la entrada no inversora (+) en la terminal 3. Algunos amplificadores operacionales de propósito general cuentan con más terminales especializadas.

Figura 26. **Símbolo de circuito de un amplificador operacional de propósito general**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 4.

## 4.2. Encapsulado y terminales

Son elementos que han facilitado, en gran medida, el diseño de circuitos electrónicos de reducido tamaño, gran versatilidad y facilidad de control.

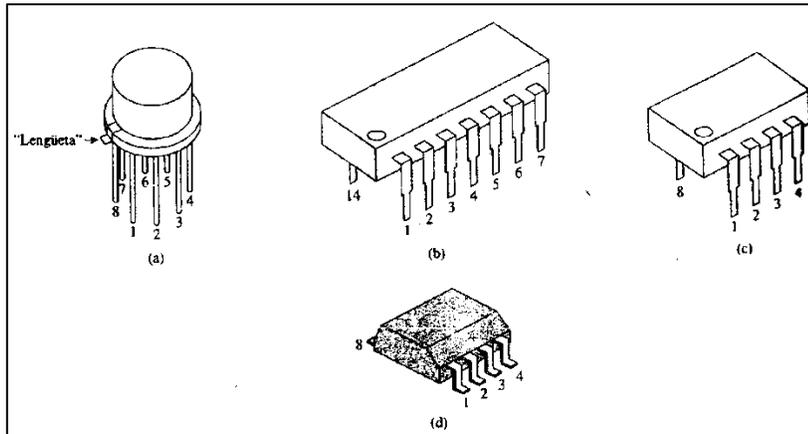
### 4.2.1. Encapsulado

El amplificador operacional se fabrica en un microcircuito de silicio y se encapsula en un recipiente adecuado. Mediante finos alambres se conecta al microcircuito con terminales externas que salen de un encapsulado de metal, plástico o cerámica. La figura 27(a) está disponible con 3, 5, 8, 10 y 12 terminales. El microcircuito de silicio está unido a la placa metálica del fondo para disipar el calor. Mediante una lengüeta se identifica la terminal 8 y las terminales están numeradas en sentido contrario al de las manecillas del reloj, si se considera el encapsulado metálico visto desde arriba.

Los conocidos encapsulados dobles en línea (DIP) de 14 y 8 terminales se muestran en la figura 27(b) y (c). Existen encapsulados de plástico o de cerámica. Vistos desde arriba, un punto o muesca identifica la terminal 1, con las terminales numeradas en sentido contrario al de las manecillas del reloj.

Los circuitos integrados complejos que contienen muchos amplificadores operacionales y otros circuitos integrados se fabrican actualmente en un solo microcircuito de mayor tamaño, o bien se interconectan varios microcircuitos de mayores dimensiones y se montan en un solo encapsulado. Para facilitar la fabricación y el armado se usan unas pequeñas “lengüetas” que reemplazan a las terminales. A la estructura así obtenida se le conoce como tecnología de montaje de superficie (SMT) y se muestra a en la figura 27(d). Estos encapsulados permiten contar con mayor densidad de circuito para un encapsulado de determinado tamaño. Además, estos dispositivos producen menos ruido y tienen mejores características de respuesta a la frecuencia. Para un montaje de superficie existen los siguientes tipos: microcircuito con encapsulado de plástico; circuitos integrados de tamaño pequeño y encapsulado cerámico.

Figura 27. **Los tres encapsulados más comunes en los amplificadores operacionales**

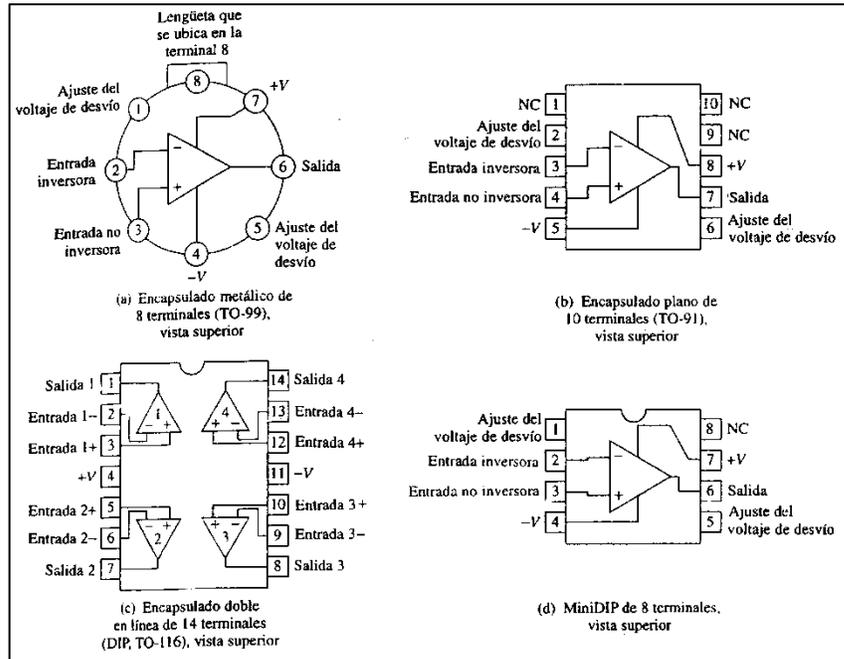


Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 7.

#### 4.2.2. **Combinación de símbolo y terminales**

Actualmente, los fabricantes integran en un solo dibujo el símbolo del circuito de un amplificador operacional con el encapsulado. Por ejemplo, los cuatro tipos más comunes de encapsulados para el amplificador operacional 741 se muestra en la figura 27. Si se comparan las figuras 28(a) y (d) se puede observar que los esquemas de numeración son idénticos para el encapsulado y para el DIP de 8 terminales. Mediante una muesca o un punto se identifica la terminal 1 de estos dispositivos, con una lengüeta se identifica la terminal 8 en el encapsulado TO-5. Cuando la figura se ve desde arriba, la numeración de las terminales sigue el sentido contrario al de las manecillas del reloj.

Figura 28. Diagramas de conexión para encapsulados típicos de amplificadores operacionales



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 8.

### 4.3. Cómo identificar o especificar un amplificador operacional

Cada tipo de amplificador operacional tiene un código de identificación de letra y número. Este código responde a las cuatro preguntas siguientes:

- ¿De qué tipo de amplificador se trata?
- ¿Quién lo fabrica?
- ¿Qué calidad tiene?
- ¿Qué clase de encapsulado contiene al microcircuito del amplificador operacional?

No todos los fabricantes utilizan el mismo código, pues la mayoría utiliza un código de identificación que contiene cuatro partes escritas en el siguiente orden: prefijo de letras, número de circuito, sufijo de letras y código de especificación militar.

#### 4.3.1. Prefijo de letras

El código de prefijo de letras consta de dos o tres letras mediante las que se identifica al fabricante. En la tabla XV se ofrecen algunos de los códigos:

Tabla XV. Prefijos de letras

Prefijo literal	Fabricante
AD/OP	Analog Devices
CA/HA	Harris
LM	National Semiconductor
LT	Linear Technology
MAX	Maxim
MC	Motorola
OPA	Burr-Brown
TL	Texas Instruments
UA ( $\mu$ A)	Fairchild

Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 8.

#### 4.3.2. Número de circuito

Consta de tres a siete números y letras que identifican el tipo de amplificador operacional y su intervalo de temperatura.

#### 4.3.3. Sufijo de letras

El sufijo de una y dos letras identifica el tipo de encapsulado que contiene al microcircuito del amplificador operacional. Es necesario conocer el tipo de

encapsulado para conocer las conexiones correspondientes de las terminales de la hoja de especificaciones. A continuación, en la tabla XVI se muestran los tres códigos de sufijos más comunes de los encapsulados.

Tabla XVI. **Sufijo de letras**

Código de encapsulado	Descripción
D	De plástico, doble en línea para montaje en la superficie de una tarjeta de circuito impreso
J	De cerámica, doble línea
NP	De plástico, doble en línea para montarse en una base. (Las terminales salen de la superficie superior [cara de componentes] de una tarjeta de circuito impreso y se sueldan en la superficie inferior [cara de soldadura.]

Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 10.

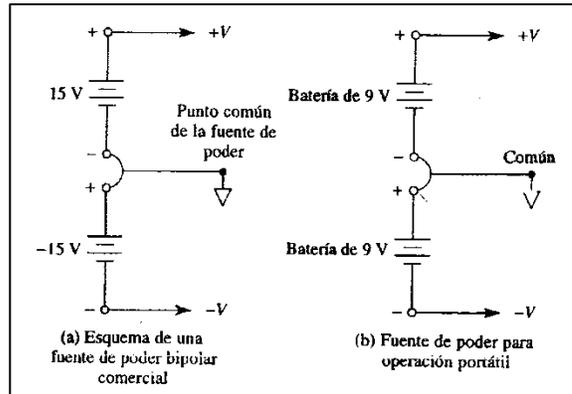
#### 4.4. **Conexión de circuito de amplificadores operacionales**

Es un dispositivo amplificador electrónico de alta ganancia acoplado en corriente continua que tiene dos entradas y una salida.

##### 4.4.1. **La fuente de alimentación**

Las fuentes de alimentación de los amplificadores operacionales de propósito general son bipolares. Como se puede observar en la figura 29(a), las que se obtienen en el mercado generalmente entregan  $\pm 15 V$  y  $-15 V$ , el cual se representa con el símbolo de tierra. Son dos las razones de lo anterior, primero, todas las mediciones de voltaje se realizan en relación con ese punto; segundo, el común de la fuente de alimentación suele conectarse al tercer conductor del cable de corriente, el cual conecta con tierra, al chasis en donde se aloja la fuente.

Figura 29. **Las fuentes de alimentación de los amplificadores operacionales de propósito general son bipolares**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 11.

## **5. REALIMENTACIÓN NEGATIVA**

Este concepto se basa en la idea de llevar una parte de la señal de salida hacia la entrada del sistema. El uso apropiado de la realimentación negativa permite ejercer un control preciso sobre las prestaciones de los circuitos electrónicos.

### **5.1. ¿Qué es la realimentación negativa y por qué se utiliza?**

La realimentación negativa permite corregir algunos errores, tiende a estabilizar las operaciones y reducir los cambios. La realimentación negativa se basa en el concepto de control. En términos humanos, consiste en saber qué se hace y ser capaz de corregir los errores cuando se cometen. Esto es equivalente a dejar que la entrada de un sistema sepa qué es lo que hace su salida.

En oposición a la realimentación negativa se encuentra la realimentación positiva, la cual refuerza los cambios. Cuando se aplica realimentación positiva a amplificadores normales, estos tienden a oscilar, es decir, a generar sus propias señales sin que se les aplique una entrada.

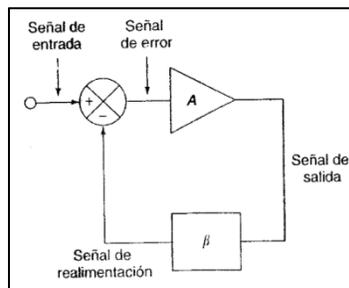
### **5.2. Conceptos básicos**

La realimentación negativa se puede definir de una forma simple, en la cual se tomará una muestra de la señal de salida y se sumará a la señal de entrada desfasada (es decir se restará). De este modo, el circuito verá la diferencia entre la entrada y la salida. Si la señal de salida es muy grande, la

diferencia será negativa. Inversamente, la diferencia será positiva si la salida es muy pequeña. A continuación, esta señal se multiplica por la ganancia del circuito y cancela el error de salida. Por lo tanto, el circuito funcionará de manera que los errores no deseados aparecerán de forma que se fuerce a la salida a compensarlos (desplazándose en sentido opuesto). Este proceso se realiza de forma continua; los únicos retardos de tiempo existentes son los retardos de propagación de los circuitos utilizados. Esta resta se puede llevar a cabo de varias formas; un amplificador diferencial resulta perfecto para esta tarea, ya que tiene una entrada inversora y una entrada no inversora.

En la figura 30 se observa un ejemplo de cómo funciona la realimentación. El triángulo representa un circuito de amplificación con ganancia  $A$ . La señal de salida también está presente en la entrada de la red de realimentación, representada por medio de un bloque. Esta red aplica un factor de escala  $\beta$  a la señal de salida. Esta señal de salida escalada se denomina señal de realimentación y se resta de forma efectiva a la entrada. El resultado se denomina señal de error, se aplica al amplificador, el cual la amplifica y presenta a la salida. Este proceso se repite de forma indefinida o hasta que se desconecte la alimentación.

Figura 30. **Realimentación negativa**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 67.

Se supone que por alguna razón, por ejemplo, una variación de temperatura), la ganancia del amplificador aumenta. Esto debería hacer que la señal de salida aumentara en un porcentaje similar, sin embargo, no es así. Esto se debe a que, cuando la salida intenta aumentar, la señal de realimentación la sigue. Ahora se dispone de una señal de realimentación grande y, por lo tanto, de una señal de error más pequeña (error = entrada - realimentación). Esta pequeña señal se multiplica por la ganancia del amplificador, produciendo una señal de salida más pequeña, que tiende a compensar casi completamente la variación positiva original.

### **5.3. Los efectos de la realimentación negativa**

La realimentación negativa puede reducir el efecto de las no linealidades del dispositivo, dando lugar a una reducción de las formas estáticas de distorsión. La realimentación negativa también puede incrementar el ancho de banda del sistema, aumentando la frecuencia de corte superior  $f_2$  y disminuyendo la frecuencia de corte inferior  $f_1$ . También permite ejercer control sobre las impedancias de entrada y de salida del circuito, siendo posible aumentarlas o disminuirlas.

Para definir otros conceptos como bucle cerrado, se hace referencia a las características del sistema cuando existe realimentación. Por ejemplo, la ganancia en bucle cerrado es la ganancia del sistema realimentado, mientras que la respuesta en frecuencia en bucle cerrado hace referencia a los nuevos puntos de corte del sistema. La ganancia en bucle abierto hace referencia a la ganancia del amplificador sin realimentación. El término ganancia de bucle hace referencia a la relación entre las ganancias en bucle abierto y en bucle cerrado.

#### 5.4. Las cuatro variantes de la realimentación negativa

La realimentación negativa puede conseguirse de cuatro formas. Dichas formas difieren en cómo varían las impedancias de entrada y salida. Básicamente, existen dos opciones para conectar la entrada y la salida del amplificador con la salida y la entrada de la red de realimentación; se puede utilizar una conexión en serie o una conexión en paralelo, lo que da un total de cuatro posibilidades. Cada conexión produce un efecto específico en la impedancia de entrada o de salida del sistema, por lo cual las conexiones en paralelo disminuyen la impedancia y las conexiones en serie la incrementan. Una alta impedancia de entrada es deseable para obtener una transferencia máxima de tensión, mientras que una baja impedancia es conveniente para obtener una transferencia máxima de corriente.

Para hacerse una idea de lo anterior, las combinaciones de la realimentación negativa se presentan en la tabla XVII.

Tabla XVII. **Combinaciones**

Tipo entrada-salida	$Z_i$	$Z_o$	Modelo	Idealización	Relación de transferencia
Serie-paralelo	Alta	Baja	VCCS	Amplificador de tensión	$V_o/V_i$ (ganancia de tensión)
Serie-serie	Alta	Alta	VCCS	Convertidor de tensión-corriente	$I_o/V_i$ (transconductancia)
Paralelo-paralelo	Baja	Baja	CCVS	Convertidor de corriente-tensión	$V_o/I_i$ (transresistencia)
Paralelo-serie	Baja	alta	CCCS	Amplificador de corriente	$I_o/I_i$ (ganancia de corriente)

Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 68.

Generalmente, las impedancias de entrada y de salida aumentan o disminuyen a partir del valor no realimentado, según un factor determinado por la ganancia de bucle.

#### 5.4.1. Realimentación serie-paralelo

La conexión serie-paralelo corresponde al amplificador de tensión ideal. En la figura 31 se muestra un diagrama de bloques general. Se puede determinar que se tiene una entrada serie, al analizar que no existe ningún nodo de entrada de corriente. Esto contrasta con la salida; se observa que la corriente de salida del amplificador operacional se divide por dos caminos, uno a través de la carga y otro que entra a la red de realimentación. Este nodo de salida indica claramente la conexión de salida en paralelo con la realimentación.

Para analizar el funcionamiento, se observa que el amplificador produce una ganancia  $A$  y podría ser un amplificador diferencial, un amplificador operacional o cualquier otra disposición multietapa. Usualmente, la red de realimentación es un divisor de tensión que produce pérdidas  $\beta$ . La señal presentada en la entrada inversora del amplificador es la señal de realimentación y es igual a  $V_o\beta$ . Se observa que la señal de la fuente  $V_i$  se aplica a la entrada no inversora. Por lo tanto, la tensión de entrada diferencial (normalmente denominada  $V_{error}$ ) es igual a  $(V_i - V_r)$ . También se sabe que en los amplificadores diferenciales  $V_o = V_{error}A_{ol}$  ( $A_{ol}$  es la ganancia en bucle abierto del amplificador). En otras palabras se sabe que:

$$V_i = V_{error} + V_r \quad [\text{Ec. 31}]$$

$$V_r = V_o\beta \quad [\text{Ec. 32}]$$

$$V_o = V_{error}A_{ol} \quad [\text{Ec. 33}]$$

Por definición,

$$A_{sp} = \frac{V_o}{V_i} \quad [\text{Ec. 34}]$$

Sustituyendo la ecuación 33 en la ecuación 32:

$$V_r = V_{error}\beta A_{ol} \quad [\text{Ec. 35}]$$

Sustituyendo la ecuación 35 en la ecuación 31 y simplificando,

$$V_i = V_{error}(1 + \beta A_{ol}) \quad [\text{Ec. 36}]$$

Por último, sustituyendo la ecuación 36 y la ecuación 33 en la ecuación 34 y simplificando, se obtiene:

$$A_{sp} = \frac{A_{ol}}{1 + \beta A_{ol}} \quad [\text{Ec. 37}]$$

Dado que la definición fundamental de la ganancia de bucle,  $S$ , es  $A_{ol}/A_{cl}$ , se puede decir que  $A_{sp} = A_{ol}/S$  y, por lo tanto, para la realimentación serie-paralelo,

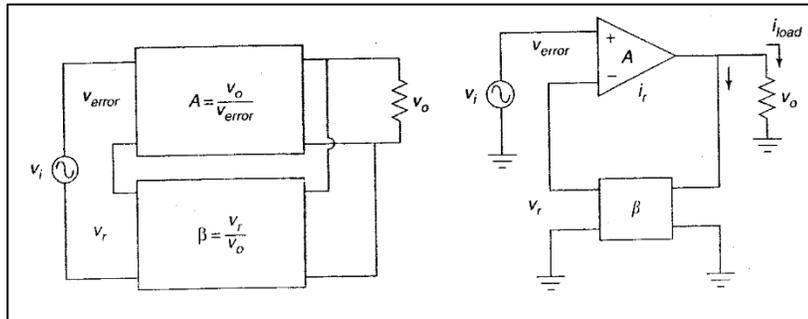
$$S = 1 + \beta A_{ol} \quad [\text{Ec. 38}]$$

La ecuación 37 es la ecuación general de la ganancia, pero se puede hacer que  $\beta A_{ol} \gg 1$  y despreciando el  $\ll +1 \gg$  del denominador, simplificando se tiene:

$$A_{sp} = \frac{1}{\beta} \quad [\text{Ec. 39}]$$

Esta aparentemente sencilla ecuación encierra un concepto de gran importancia. Lo que indica es que la ganancia en bucle abierto del amplificador no juega ningún papel en el establecimiento de la ganancia del sistema, siempre que la ganancia en bucle abierto sea muy grande. Es decir, la ganancia del sistema es controlada únicamente por la red de realimentación. En consecuencia, el amplificador puede presentar grandes variaciones de ganancia en su respuesta en bucle abierto, pero la respuesta en bucle cerrado permanecerá prácticamente constante. Por esta razón, se conseguirán ganancias en bucle cerrado idénticas para amplificadores operacionales que presenten diferencias considerables en sus ganancias en bucle abierto. Dado que la distorsión de la señal es debida a las no linealidades que pueden verse como variaciones dinámicas de ganancia, también se puede reducir la distorsión en bucle cerrado.

Figura 31. **Conexión serie-paralelo**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 71.

En este punto puede caber la pregunta ¿cómo se forma exactamente una red de realimentación y cómo se puede calcular el valor de  $\beta$ ? Normalmente, la red de realimentación sólo tiene que generar una pérdida, es decir, reducir el valor de  $V_o$  hasta  $V_r$ . El elemento más sencillo para realizar este trabajo es un divisor de tensión resistivo. En la figura 32 se presenta un ejemplo. Si se estudia este diagrama durante un momento, se observará que el factor de realimentación  $\beta$  realmente no es nada más que la pérdida del divisor de tensión.  $V_o$  es la señal de entrada a la red de realimentación y aparece a través de la resistencia  $R_f + R_i \parallel Z_i$ . La salida de la red es  $V_r$ , la cual aparece a través de la resistencia  $R_i$ . La relación es la siguiente:

$$\beta = \frac{R_i \parallel Z_i}{R_f + R_i \parallel Z_i}$$

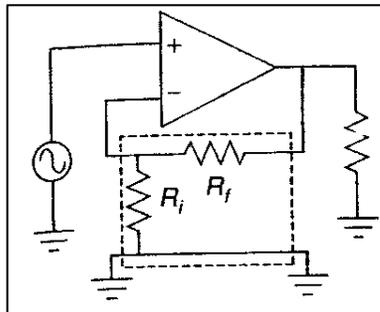
Si la impedancia  $Z_i$  es muy grande como para poder ignorarla, como en casi todos los amplificadores operacionales, la expresión anterior se simplifica del siguiente modo:

$$\beta = \frac{R_i}{R_f + R_i}$$

Sustituyendo esta ecuación en la ecuación 39 aproximada de la ganancia se tiene:

$$A_{sp} = \frac{R_f + R_i}{R_i} = \frac{R_f}{R_i} + 1 \quad [\text{Ec. 40}]$$

Figura 32. **Divisor de tensión simple para  $\beta$**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 75.

Se observa que los valores de  $R_f$  y  $R_i$  realmente no son importantes, lo que importa es su relación. Se obtendrá el mismo valor de la ganancia si  $R_f = 10 \text{ k}\Omega$  y  $R_i = 1 \text{ k}\Omega$ , o  $R_f = 20 \text{ k}\Omega$  y  $R_i = 2 \text{ k}\Omega$ . Obviamente, se tiene una gran cantidad de posibilidades al diseñar circuitos para una ganancia específica, pero se debe tener en cuenta algunos límites prácticos. Si las resistencias son demasiado pequeñas, se tendrán problemas con la corriente de salida del amplificador operacional. Por el contrario, si las resistencias son demasiado grandes, tendremos efectos de carga, de deriva, de *offset* y de ruido excesivo. Como directriz para los circuitos de propósito general,  $R_f + R_i$  normalmente puede tener valores comprendidos entre  $10 \text{ k}\Omega$  y  $100 \text{ k}\Omega$ .

### 5.4.2. Efectos de la configuración serie paralelo en las impedancias

Como se ha observado anteriormente, la realimentación negativa afecta a las impedancias de entrada y de salida en bucle cerrado del sistema. La conexión en serie aumenta la impedancia y la conexión en paralelo el decremento.

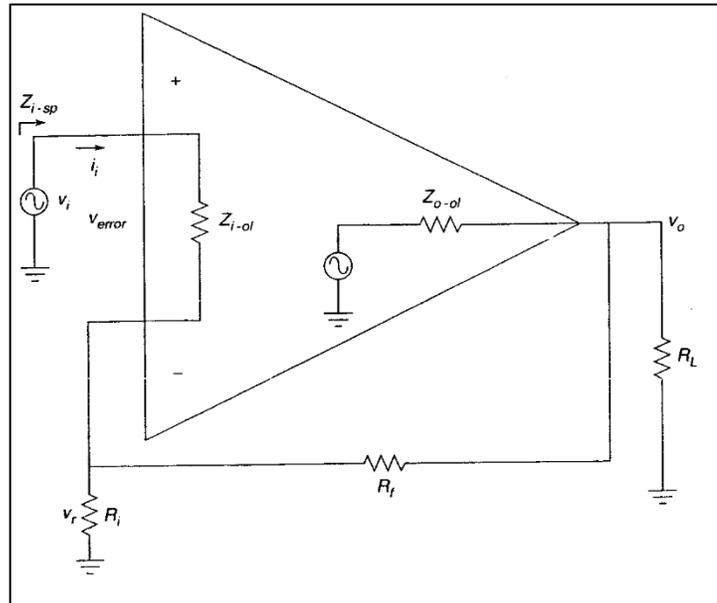
Se verá, a continuación, exactamente cómo afecta esto en el caso de la configuración serie-paralelo. En primer lugar, se debe distinguir entre la  $Z_i$  del propio amplificador y la  $Z_i$  del sistema con realimentación. Se le denominará  $Z_{i-ol}$  y  $Z_{i-sp}$ , respectivamente. La figura 33 muestra esta diferencia utilizando un sencillo modelo para el amplificador. Por definición:

$$Z_{i-sp} = \frac{V_i}{I_i}$$

La idea fundamental aquí es observar que la fuente sólo tiene que suministrar la corriente necesaria para desarrollar la caída de tensión  $V_{error}$  a través de la impedancia  $Z_{i-ol}$  del amplificador. En lo que respecta a la fuente de señal  $V_i$ ,  $V_r$  se comporta como una fuente de tensión, no como una caída de tensión. Por lo tanto, se cumple que  $I_i = V_{error}/Z_{i-ol}$ . Ahora se puede decir:

$$Z_{i-sp} = \frac{V_i}{\frac{V_{error}}{Z_{i-ol}}} = \frac{Z_{i-ol}V_i}{V_{error}}$$

Figura 33. Impedancia de entrada de la configuración serie-paralelo



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 80.

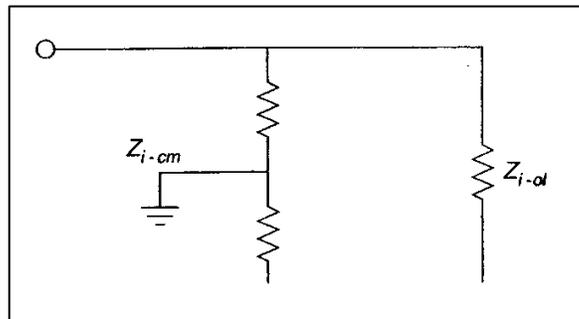
Dado que  $V_{error}$  idealmente es igual a  $V_o/A_{ol}$ , por lo tanto:

$$Z_{i-sp} = Z_{i-ol}S$$

Esta es la impedancia de entrada ideal de la configuración serie-paralelo. Obviamente, incluso valores moderados de  $Z_i$  en bucle abierto con ganancias de bucle moderadas pueden proporcionar altos valores de  $Z_i$  en bucle cerrado. El límite superior será la impedancia vista entre cada entrada y masa. En el caso de un amplificador operacional típico, esta impedancia a veces se denomina impedancia de entrada en modo común,  $Z_{i-sp}$ , calculada anteriormente. En la figura 34 se muestra un ejemplo. Se observa que, dado que  $Z_{i-cm}$  se mide con las entradas del amplificador operacional en paralelo, cada entrada tiene aproximadamente dos veces el valor de masa. En el caso de

un amplificador discreto, lo que más interesa sería la impedancia de entrada  $Z_i$  de la entrada no inversora. En cualquier caso, dado que  $S$  disminuye cuando la frecuencia aumenta,  $Z_i$  de la entrada no inversora. En cualquier caso, dado que  $S$  disminuye cuando la frecuencia aumenta,  $Z_{i-sp}$  también disminuye. A frecuencias muy altas, las capacidades de entrada y parásitas dominan, y la impedancia de entrada del sistema puede ser una fracción muy pequeña del valor para bajas frecuencias. La realimentación negativa no puede reducir los efectos debidos a factores externos al bucle.

Figura 34. **Impedancia de entrada en modo común**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 81.

Ahora se analizará  $Z_{o-sp}$ ; para ello, se observa la figura 35. La impedancia  $Z_{o-sp}$  es la impedancia de salida Thevenin. Para calcularla, se excitará la salida del amplificador con cero. Calculando la corriente de salida resultante, se podrá calcular  $Z_{o-sp}$  (por definición,  $Z_{o-sp} = V_o/I_o$ ).

En primer lugar, se observa que  $I_o$  está formada por dos corrientes,  $I_r$  e  $I_{amp}$ . Si se logra calcular las dos impedancias asociadas con estas corrientes, bastará con calcular el equivalente paralelo con el fin de determinar  $Z_{o-sp}$ . La corriente  $I_r$  es muy fácil de determinar. Ignorando los efectos de carga de la

entrada inversora sobre  $R_i$ , esta impedancia es simplemente  $R_f + R_i$ . Calcular la impedancia de salida del propio amplificador es un poco más complejo. La corriente  $I_{amp}$  se calcula mediante la ley de Ohm, tomando la caída en la impedancia  $Z_{o-ol}$ . La tensión que cae en  $Z_{o-ol}$  es la diferencia entre  $V_o$  y la señal creada por el camino de realimentación hacia la entrada inversora. Esta señal es  $-A_{ol}V_r$ .

$$I_{amp} = \frac{V_o - (-A_{ol}V_r)}{Z_{o-ol}}$$

Dado que  $V_r = V_o\beta$ ,

$$I_{amp} = \frac{V_o + A_{ol}\beta V_o}{Z_{o-ol}}$$

$$I_{amp} = \frac{V_o(1 + A_{ol}\beta)}{Z_{o-ol}}$$

Utilizando la ecuación 38, esto puede simplificarse del siguiente modo:

$$I_{amp} = \frac{SV_o}{Z_{o-ol}}$$

Dado que,

$$Z_{o-amp} = \frac{V_o}{I_{amp}}$$

Se puede decir que:

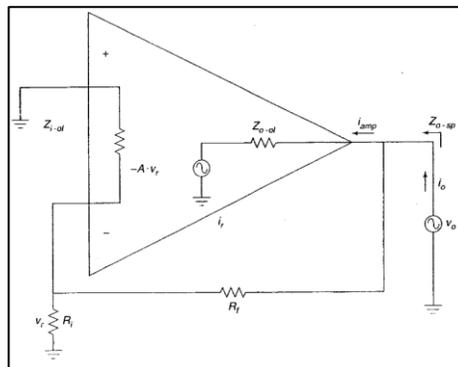
$$Z_{o-amp} = \frac{Z_{o-ol}}{S}$$

Esta es la parte de  $Z_{o-sp}$  que aporta  $I_{amp}$ . Para hallar  $Z_{o-sp}$ , basta con combinar las dos partes en paralelo:

$$Z_{o-sp} = \frac{Z_{o-ol}}{S} \parallel (R_f + R_i)$$

En los amplificadores operacionales,  $R_f + R_i$  es mucho mayor que el primer término, por lo que puede ignorarse. Por ejemplo, un dispositivo típico puede tener una  $Z_{o-ol} = 78 \Omega$ . Incluso una ganancia de bucle muy modesto puede proporcionar un valor mucho menor que una combinación  $R_f + R_i$  típica. Los circuitos discretos que usan conexiones en base común o emisor común, tendrán valores de  $Z_{o-ol}$  más grandes y, por lo tanto, el camino de realimentación puede producir un efecto mensurable. Como en el caso de la impedancia de entrada,  $Z_{o-sp}$  es una función de la frecuencia, dado que  $S$  disminuye cuando la frecuencia aumenta, entonces  $Z_{o-sp}$  aumentará.

Figura 35. **Impedancia de salida de la configuración serie-paralelo**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 81.

### 5.4.3. Efectos de distorsión

Como se ha mencionado anteriormente, la realimentación negativa reduce las formas estáticas de distorsión. Algunas veces, la distorsión armónica se genera internamente, de modo que se puede modelar como una fuente de tensión en serie con la fuente de salida. En la figura 36 se muestra un ejemplo de este modelo,  $V_{dist}$  es el generador de distorsión. En el caso de una entrada senoidal,  $V_{dist}$  contendrá armónicos de diversas amplitudes. Estas amplitudes se relacionan directamente con la amplitud de la señal de entrada.

Si se supone que  $Z_o$  es suficientemente pequeña como para poder ignorarla,  $V_{dist}$  aparecerá en la salida del circuito en bucle abierto. Por lo tanto, la tensión de salida total será la tensión deseada  $AV_i$  más  $V_{dist}$ . Cuando se añade la realimentación, como se muestra en la figura 37 esta señal de distorsión se realimenta de nuevo hacia la entrada inversora y, puesto que ahora aparece desfasada, cancela parcialmente la distorsión generada internamente. Por lo tanto, la señal de distorsión en la configuración serie-paralelo ( $V_{dist-sp}$ ) es mucho más pequeña. La señal de salida en la configuración serie-paralelo es:

$$V_o = A_{ol}V_{error} + V_{dist}$$

$$V_o = A_{ol}(V_i - V_r) + V_{dist}$$

$$V_o = A_{ol}(V_i - \beta V_o) + V_{dist}$$

Ahora se realizarán algunas operaciones con el fin de obtener una fórmula más elegante y conocer el valor de  $V_o$ :

$$V_o = A_{ol}V_i - A_{ol}\beta V_o + V_{dist}$$

$$V_o + A_{ol}\beta V_o = A_{ol}V_i + V_{dist}$$

$$V_o(1 + A_{ol}\beta) = A_{ol}V_i + V_{dist}$$

Recordando que  $1 + A_{ol}\beta = S$ , por lo que:

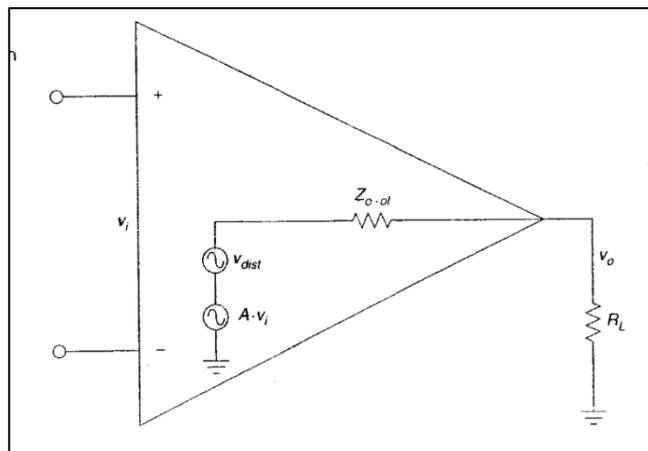
$$V_o S = A_{ol}V_i + V_{dist}$$

$$V_o = \frac{A_{ol}V_i}{S} + \frac{V_{dist}}{S}$$

Dado que  $A_{ol}/S$  es igual a  $A_{sp}$ , la expresión anterior queda:

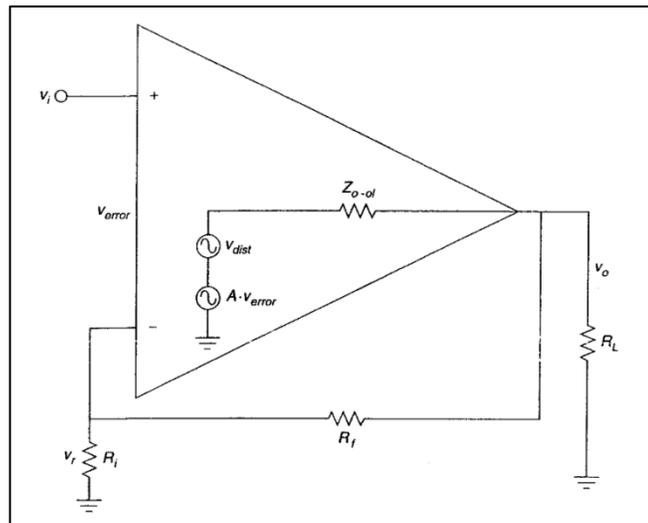
$$V_o = A_{sp}V_i + \frac{V_{dist}}{S}$$

Figura 36. **Modelo de distorsión (bucle abierto)**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 83.

Figura 37. **Modelo de distorsión (bucle cerrado)**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 84.

La distorsión generada internamente se reduce de acuerdo con la ganancia de bucle (S). Como se puede ver, las ganancias de bucle grandes pueden reducir de forma importante la distorsión. También se ha ignorado cualquier distorsión adicional creada por la realimentación de esta distorsión a la entrada del amplificador. En cualquier amplificador razonablemente lineal, esta distorsión adicional es un efecto de segundo orden y, por lo tanto, sólo constituye una parte pequeña de la señal de salida total.

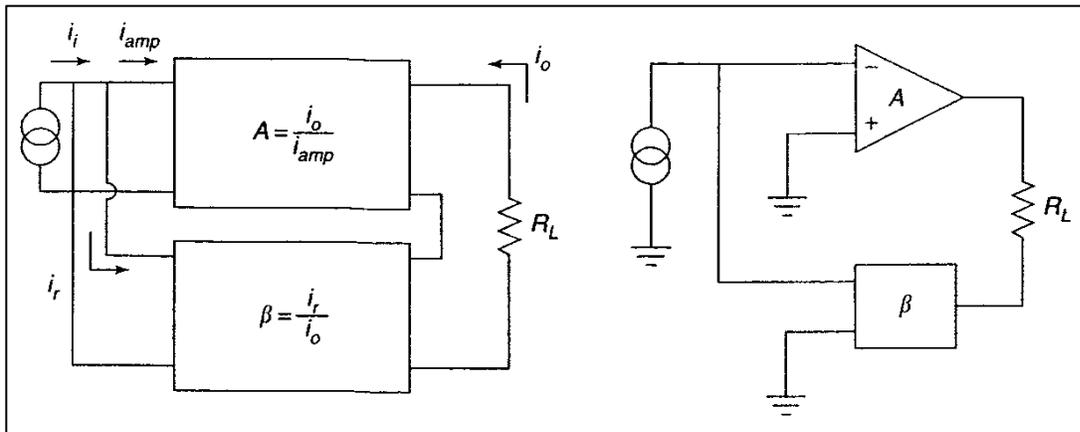
### 5.5. Configuración paralelo-serie

La conexión paralelo-serie es la opuesta a la configuración serie-paralelo. La realimentación negativa paralelo-serie se utiliza para crear un amplificador de corriente ideal. Su ganancia no tiene dimensiones, pero, por conveniencia, normalmente se proporciona en las unidades amperios por amperio  $A/A$ . Esta

configuración genera una  $Z_i$  baja, perfecta para atacar mediante  $I_i$ , y una alta  $A_o$ , que le hace una fuente de corriente ideal.

En la figura 38 se muestra un ejemplo de configuración paralelo-serie. La corriente de la fuente de señal se divide en dos, una parte que se dirige al amplificador y otra parte que atraviesa la red de realimentación. Esto es, como ya se sabe, lo que se denomina una conexión de entrada en paralelo. Por el contrario, la corriente de salida atraviesa la carga y luego entra en la red de realimentación, indicando una conexión de salida serie. Este modelo general es de tipo inversor y la carga es flotante, es decir, no está referida a masa. Sin embargo, es posible utilizar cargas referidas a masa añadiendo circuitería adicional. Dado que la configuración paralelo-serie se utiliza para amplificación de corriente, se debe estudiar como se puede calcular la ganancia de corriente.

Figura 38. **Conexión paralelo-serie**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 88.

La figura 39 ayudará a realizar este cálculo. La ganancia de corriente en la configuración paralelo-serie se define como sigue:

$$A_{ps} = \frac{I_o}{I_i} \quad [\text{Ec. 41}]$$

La corriente de la fuente de señal se reparte entre dos caminos, por lo tanto

$$I_i = I_{amp} + I_r \quad [\text{Ec. 42}]$$

Dado que  $I_{amp}$  por la ganancia de corriente en bucle abierto del amplificador es igual a  $I_o$ , se puede afirmar que:

$$I_{amp} = \frac{I_o}{A_{ol}} \quad [\text{Ec. 43}]$$

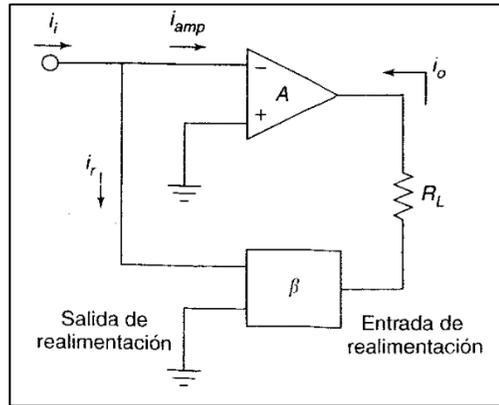
La red de realimentación no es nada más que un divisor de corriente, donde la salida de la red de realimentación ( $I_r$ ) es  $\beta$  veces más pequeña que su entrada ( $I_o$ ). La dirección arbitraria de la corriente no debe confundir al investigador. La realimentación “fluye” de derecha a izquierda, como siempre. En este caso, el amplificador absorbe corriente en lugar de entregarla. Se puede expresar  $\beta$  como una fracción,

$$\beta = \frac{I_r}{I_o} \quad \text{o} \quad |I_r = \beta I_o$$

Entonces,

$$I_r = A_{ol}\beta I_{amp} \quad [\text{Ec. 44}]$$

Figura 39. **Análisis de la configuración paralelo-serie**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 88.

Sustituyendo la ecuación 44 en la ecuación 42, se tiene que:

$$I_i = I_{amp} + A_{ol}\beta I_{amp}$$

Es decir,

$$I_i = I_{amp}(1 + A_{ol}\beta) \quad [\text{Ec. 45}]$$

A continuación, sustituyendo esta última en la ecuación 41:

$$A_{ps} = \frac{I_o}{I_{amp}(1 + A_{ol}\beta)}$$

O, con la ayuda de la ecuación 43:

$$A_{ps} = \frac{A_{ol}}{1 + A_{ol}\beta} \quad [\text{Ec. 46}]$$

Resumiendo, la ganancia en bucle abierto se reduce según la ganancia del bucle. El único aspecto importante es que se ha utilizado únicamente ganancias de corriente en las deducciones. Es posible deducir la fórmula utilizando la ganancia de tensión en bucle abierto, sin embargo, los resultados son básicamente los mismos, como era de esperar. De nuevo, la aproximación para la ganancia se puede expresar como  $1/\beta$ .

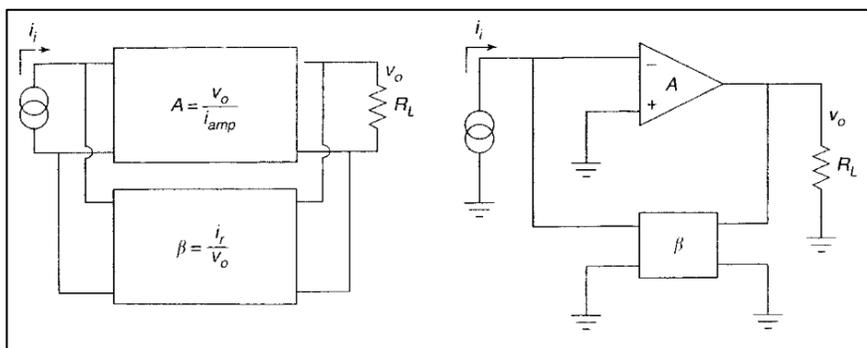
## **5.6. Configuraciones paralelo-paralelo y serie-serie**

A diferencia de los dos ejemplos anteriores, el concepto y modelado de la ganancia no es tan directo en los casos de conexiones paralelo-paralelo y serie-serie. Estas configuraciones no producen ganancia, por así decir. No son ni amplificadores de tensión ni amplificadores de corriente, si no que se usan como convertidores. La conexión paralelo-paralelo convierte una corriente de entrada en una tensión de salida, esto se muestra en la figura 40. La conexión serie-serie convierte una tensión de entrada en una corriente de salida; esto se muestra en la figura 41.

Los factores de realimentación y de ganancia normales ahora tienen unidades asociadas, dado que las magnitudes de salida en función de la entrada se miden en voltios por amperio o en amperios por voltio, es decir, ohmios y siemens. Para ser exactos, se hará referencia a la ganancia paralelo-paralelo como un valor de transresistencia y a la ganancia serie-serie como un valor de transconductancia. Aunque resulta posible deducir las fórmulas de la ganancia en función de dichos factores, normalmente sólo se hace para diseños discretos. Sencillamente, no es posible encontrar en las hojas de especificaciones de los amplificadores operacionales típicos valores de transresistencia o transconductancia.

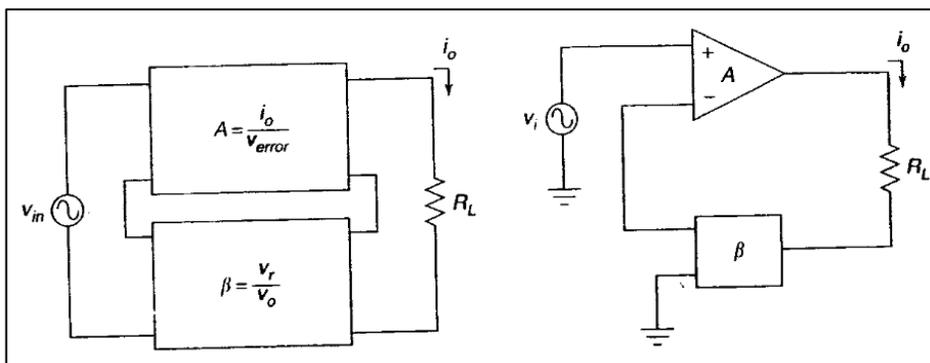
Afortunadamente, se pueden realizar algunas aproximaciones y crear circuitos muy útiles, utilizando los modelos de realimentación paralelo-paralelo y serie-serie con amplificadores operacionales. Estos diseños y análisis se presentarán en el siguiente capítulo, junto con algunas aplicaciones prácticas.

Figura 40. **Conexión paralelo-paralelo**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 92.

Figura 41. **Conexión serie-serie**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 93.

## 5.7. Limitaciones en el uso de la realimentación negativa

A partir de las explicaciones anteriores, es posible que se piense que la realimentación negativa permite hacer cualquier cosa. La realimentación negativa puede reducir enormemente la distorsión y aumentar el ancho de banda, puede tener un gran efecto sobre las impedancias de entrada y de salida y realmente estabiliza las ganancias. Entonces, ¿cuál es el problema? Como con todo, la realimentación negativa tiene determinadas limitaciones.

Lo primero que se debería observar es que  $S$  es una función de la frecuencia. La variación en los valores de las impedancias y de la distorsión es una función de  $S$ , por lo que se puede deducir que estos cambios serán también una función de la frecuencia. Dado que  $S$  disminuye cuando aumenta la frecuencia, los efectos de la realimentación negativa también disminuirán. Si se aumenta la frecuencia de entrada por encima de la frecuencia  $f_2$  de bucle abierto, la ganancia en bucle abierto disminuirá y, por lo tanto,  $S$  disminuirá también. Si este amplificador tiene una frecuencia de corte inferior ( $f_1$ ),  $S$  también disminuirá cuando la frecuencia disminuya por debajo de ( $f_1$ ), lo mismo ocurrirá con la distorsión.

Sin embargo, cada armónica ve un factor  $S$  diferente, por lo que los cálculos serán un poco más complejos. Junto con la reducción de la ganancia, también se produce una variación en la fase. Si la fase alrededor del bucle de realimentación varía con respecto a  $-180^\circ$ , tendrá lugar una cancelación incompleta y, por lo tanto, los efectos de la realimentación disminuirán. El resumen es que los efectos de la realimentación negativa se debilitan a medida que se aproximan a los extremos de frecuencia.

El otro elemento que se debe tener en cuenta es el hecho de que la realimentación negativa no varía las características fundamentales específicas del amplificador. La realimentación negativa no puede hacer que un circuito vaya más allá de sus parámetros reales. Por ejemplo, la realimentación no tiene ningún efecto sobre el nivel de recorte.

Además, la realimentación no tiene ningún efecto sobre el *slew-rate* (la velocidad máxima de variación de la señal de salida, concepto que se examinará en un capítulo posterior) y cuando la salida no puede variar con suficiente rapidez, el efecto de la realimentación desaparece. Ya no se envía una señal de salida precisa a la entrada y el amplificador no puede corregir los errores más rápido que de su máxima velocidad de cambio. De forma similar, incluso aunque la realimentación pueda utilizarse para reducir la impedancia de salida de un sistema, esto no implica que el sistema pueda generar más corriente de salida que la máxima que impone la impedancia real de salida.

## 6. AMPLIFICADORES OPERACIONALES

### 6.1. Amplificadores inversor y no inversor

Como se ha visto anteriormente, la realimentación negativa puede aplicarse de cuatro formas. El modelo de entrada paralelo invierte la señal de entrada y el modelo de entrada serie no lo hace. Dado que estos modelos se han presentado como de medida de corriente y de medida de tensión, respectivamente, es posible que se tenga la impresión inicial de que todos los amplificadores de tensión deben ser no inversores. Esto no es cierto. Con la simple inclusión de una o dos resistencias, por ejemplo, pueden crearse amplificadores de tensión inversores o amplificadores de corriente no inversores, se pueden conseguir prácticamente todas las topologías. En primer lugar, se verán los modelos de fuente controlada por tensión, los que emplean realimentación negativa serie-paralelo, SP, y paralelo-paralelo, PP.

Para llevar a cabo el análisis se puede utilizar el tratamiento clásico que se ha expuesto en el capítulo anterior, sin embargo, aprovechando algunas de las características ventajosas del amplificador operacional típico, se van a exponer algunas aproximaciones. Estas aproximaciones sólo son válidas a frecuencias medias y no son aplicable al funcionamiento en alta frecuencia del circuito. Por lo tanto, no son adecuadas para trabajar con componentes discretos de propósito general. Las idealizaciones realizadas para las aproximaciones son las siguientes:

- La corriente de entrada es prácticamente igual a cero.

- La diferencia de potencial entre las entradas inversora y no inversora es prácticamente igual a cero. Esta señal también se denomina señal de error.

Se observa también que, para no complicar al circuito, las conexiones de alimentación no se muestran en la mayor parte de los diagramas.

### 6.1.1. Amplificador de tensión no inversor

El amplificador de tensión no inversor se basa en la realimentación negativa serie-paralelo, en la figura 42 se muestra un ejemplo. Se recuerda el funcionamiento básico de la realimentación negativa serie-paralelo: tiene una impedancia  $Z_i$  muy alta, una  $Z_o$  muy baja y una reducción en la ganancia de tensión. La primera idealización establece que  $Z_i$  debe ser infinita, ya es sabido que los amplificadores operacionales tienen una baja  $Z_o$ , por lo que el segundo elemento también se tiene en cuenta. El valor de la ganancia de tensión es el que sigue:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i}$$

Dado que idealmente  $V_{error} = 0$ ,

$$V_i = V_{R_i}$$

También,

$$V_o = V_{R_i} + V_{R_f}$$

$$A_v = \frac{V_{R_i} + V_{R_f}}{V_{R_i}}$$

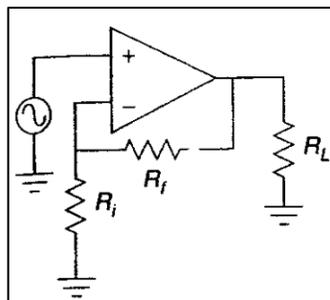
Desarrollando la expresión se obtiene:

$$A_v = \frac{R_i I_{R_i} + R_f I_{R_f}}{R_i I_{R_i}}$$

Dado que  $I_i = 0$ ,

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_i}$$

Figura 42. **Amplificador de tensión no inversor**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 99.

La ganancia de este amplificador viene dada por la relación de las dos resistencias, cuanto mayor sea  $R_f$  con respecto de  $R_i$ , mayor será la ganancia obtenida, aunque esto es una aproximación. La ganancia de bucle cerrado nunca puede ser mayor que la ganancia de bucle abierto y, en la práctica,  $A_v$  decrecerá a medida que aumente la frecuencia. Obsérvese que los cálculos ignoran el efecto de la impedancia de carga. Obviamente, si  $R_L$  fuese muy

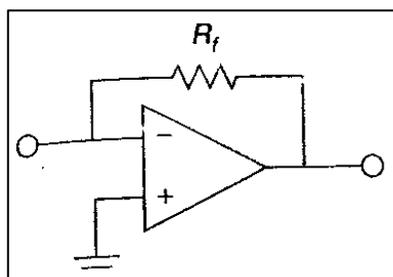
pequeña, la excesiva corriente que circularía haría que el amplificador operacional recortase las señales.

### 6.1.2. Amplificador de tensión inversor

El amplificador inversor se basa en el modelo de realimentación negativa paralelo-paralelo, el modelo básico se muestra en la figura 43. Por sí mismo, este modelo es de medida de corriente y no de medida de tensión. Para conseguir que sea un amplificador de medida de tensión, se añade una resistencia de entrada  $R_i$ , ver figura 44.

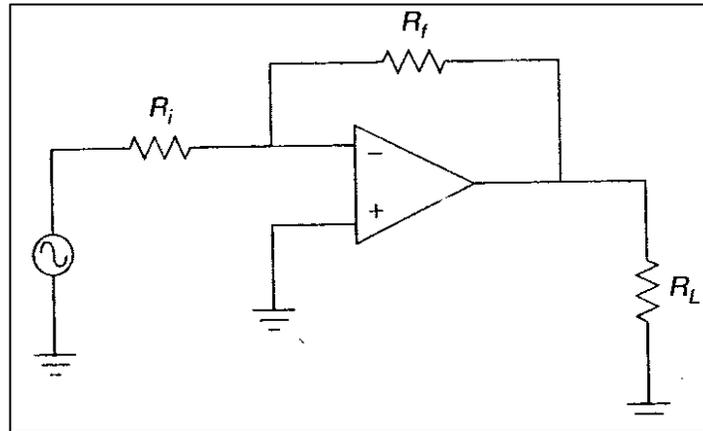
El circuito funciona de la siguiente forma:  $V_{error}$  es prácticamente cero, por lo que el potencial en la entrada inversora debe ser igual al potencial en la entrada no inversora. Esto significa que la entrada inversora está conectada a la masa virtual, ya que la señal en ella es tan pequeña que es prácticamente depreciable. Debido a esto, también se puede decir que la impedancia en este punto es 0. Esto último puede producir una duda, sobre cómo puede la impedancia ser 0 si la corriente que entra en el amplificador operacional es 0, la respuesta se basa en el hecho de que toda la corriente que entra fluye a través de  $R_f$ , evitando por lo tanto la entrada inversora.

Figura 43. Amplificador básico paralelo-paralelo



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 103.

Figura 44. **Amplificador de tensión inversor**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 103.

Se puede consultar la figura 45 para comprender la explicación anterior. El terminal derecho de  $R_i$  está conectado a masa virtual, de modo que toda la tensión de entrada cae en ella, creando  $I_i$ , la corriente de entrada. Esta corriente no puede entrar en el amplificador operacional y, por ello, pasa través de  $R_f$ . Dado que en la entrada inversora está presente una señal positiva, el amplificador operacional absorberá la corriente de salida, fluyendo por tanto  $I_i$  a través de  $R_f$ . La caída de tensión resultante en  $R_f$  tiene la misma magnitud que la tensión de carga, esto es así porque  $R_f$  está en paralelo con la carga y ambos elementos están conectados a la salida del amplificador operacional y a la masa. Existe un cambio de polaridad debido a que se ha referenciado la señal de salida a masa. En resumen,  $V_o$  es la tensión que cae en  $R_f$ , pero invertida.

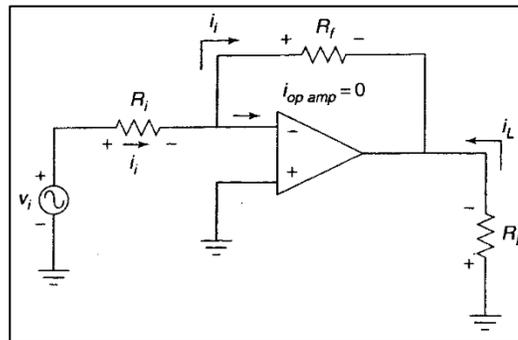
$$A_v = \frac{V_o}{V_i}$$

$$V_i = I_i R_i$$

$$V_o = -V_{R_f}$$

$$V_{R_f} = I_i R_f$$

Figura 45. **Análisis del amplificador inversor de la figura 44**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 104.

Sustituyendo, se obtiene:

$$A_v = -\frac{I_i R_f}{I_i R_i}$$

$$A_v = -\frac{R_f}{R_i} \quad [\text{Ec. 47}]$$

De nuevo, se comprueba que la ganancia de tensión viene determinada por la relación de resistencias. También, en este caso existe un rango de valores permitidos.

La siguiente exposición se centra en la impedancia de entrada. Dado que toda la señal de entrada cae en  $R_i$ , se deduce que todo lo que ve la fuente excitadora es  $R_i$ , por lo tanto,  $R_i$  es igual a la impedancia de entrada. A diferencia del amplificador de tensión no inversor, existe una interrelación concreta entre  $Z_i(R_i)$  y  $A_v(R_f/R_i)$ . Esto indica que es complicado conseguir con este circuito una alta ganancia y una alta  $Z_i$ .

### **6.1.3. Laboratorio 6.1**

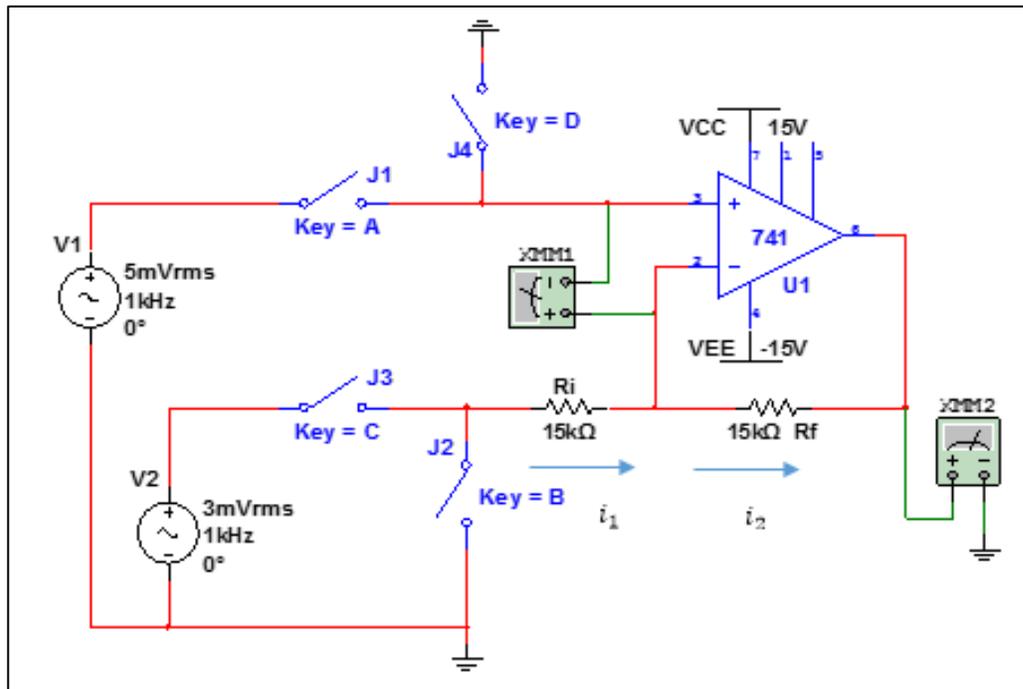
Los amplificadores operacionales, aparte de utilizarse en configuración de entrada inversora y no inversora, también se pueden usar combinando dichas entradas. A esta configuración se le llama amplificador diferencial.

La razón más significativa por la que se usa este tipo de circuito es la capacidad de rechazar señales de modo común. Para lograr la máxima eficiencia de rechazo de modo común, es necesario cumplir ciertos requerimientos. Algunos requerimientos dependen del diseñador del circuito, otros dependen de la naturaleza intrínseca del amplificador en sí. En el caso intrínseco del amplificador, se puede consultar la hoja de datos técnicos del mismo y se puede elegir alguno que tenga altas capacidades de rechazo de modo común, dependiendo de las necesidades que se tengan.

#### **6.1.3.1. Instrucciones**

Dado el circuito de la figura 46, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos.

Figura 46. Análisis en un AOP diferencial con dos resistencias externas



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim

- Hallar la expresión que define el voltaje de salida en función de las variables  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $R_i$  y  $R_f$ . Debido a la realimentación negativa que se presenta en el circuito de la figura 46, se puede partir de las siguientes dos suposiciones:

$$V^+ = V^- = V_1$$

$$i^+ = i^- = 0$$

Debido a que la corriente en las entradas inversoras y no inversoras son igual a cero, se define que las corrientes indicadas como  $i_1$  es igual a la que circula en  $i_2$ :

$$i_1 = i_2$$

Por la ley de Ohm se definen las dos corrientes anteriores, tomando en cuenta las corrientes que se definen en la figura 46:

$$\frac{V_1 - V_2}{R_i} = \frac{V_1 - V_o}{R_f}$$

Despejando  $V_o$ , la expresión queda de la siguiente forma:

$$V_o = \frac{R_f}{R_i}(V_2 - V_1) + V_1$$

- Sea el circuito con un AOP 741 y valores iniciales  $V_1 = 5 \text{ mVrms}$ ,  $V_2 = 3 \text{ mVrms}$ , frecuencia = 1 KHz,  $R_i = 15 \text{ K}\Omega$ ,  $R_f = 15 \text{ K}\Omega$ . Hacer los siguientes cálculos teóricamente:
  - Calcular el voltaje *offset* de salida.

El voltaje definido por la expresión que se encontró en el inciso anterior, al sustituir valores, queda la siguiente forma:

$$V_o = 5 \text{ mV} + \frac{15 \text{ k}\Omega}{15 \text{ k}\Omega}(5 \text{ mV} - 3 \text{ mV})$$
$$V_o = 7 \text{ mV}$$

Al hacer la simulación en Multisim, se observa que el resultado del medidor XMM2 es aproximadamente  $3,097 \text{ mV}$ , valor que es aproximado.

- ¿Cuál es el voltaje de salida debido a la entrada no inversora?

Debido a que si  $V_2 = 0$ , el amplificador queda en la configuración no inversora, por lo que al hacer los cálculos queda:

$$V_o = V_1 \left( \frac{R_f}{R_i} + 1 \right) = 5 \text{ mV} * \left( \frac{15 \text{ K}\Omega}{15 \text{ K}\Omega} + 1 \right) = 10 \text{ mV}$$

- ¿Cuál es la ganancia debido a la entrada no inversora?

$$A_v = \frac{V_o}{V_1} = \frac{10 \text{ mV}}{5 \text{ mV}} = 2$$

- ¿Cuál es el voltaje de salida debido a la entrada inversora?

Si se asume que  $V_1 = 0$ , por lo que la configuración del amplificador queda en amplificador inversor:

$$V_o = -\frac{R_f}{R_i} V_2 = -\frac{15 \text{ K}\Omega}{15 \text{ K}\Omega} * 3 \text{ mV} = -3 \text{ mV}$$

- ¿Cuál es la ganancia debido a la entrada inversora?

$$A_v = \frac{R_f}{R_i} = 1$$

- ¿Cuál es el voltaje de salida de la combinación de ambas entradas?

De acuerdo al primer inciso, el voltaje de salida es 3 mV.

- Compare las ganancias obtenidas para ambas entradas.

Al conocer los resultados de los voltajes de salida, asumiendo la salida tanto en la configuración inversor como no inversor, se plantea la siguiente relación:

$$V_o = V''_o - V'_o$$

$$V_o = (10 - 3)mV = 7 mV$$

- Hacer la siguiente simulación en Multisim, con todas las variables calculadas en el inciso anterior, y medir el valor de las mismas. Para ello, ejecutar la simulación y seguir el siguiente procedimiento:

- Para la medición de la tensión *offset* de entrada, presionar doble clic al multímetro XMM1 opción DC y mantener abiertos los *switches* J1, J2, J3, Y J4.

Al realizar la simulación en el programa de Multisim se obtiene una medición de 179,333 mV.

- Para la medición de la tensión *offset* de salida, presionar doble clic al multímetro XMM2 opción DC y mantener abiertos los *switches* J1, J2, J3, Y J4.

El resultado que se obtiene es de: -14.118 V.

- Para la medición de parámetros de salida correspondientes a la entrada no inversora utilizando el principio de superposición, cerrar los *switches* J1 con la tecla “A” y J2 con la tecla “B”.

El valor que se obtiene es de 10mV.

- Para la medición de parámetros de salida correspondientes a la entrada inversora utilizando el principio de superposición, cierre los *switches* J3 con la tecla “C” y J4 con la tecla “D”.

El valor obtenido es de 3 mV.

- Para la medición de parámetros de salida correspondientes a la combinación de ambas entradas, cerrar los *switches* J1 con la tecla “A” y J3 con la tecla “C”.

- Comparar los resultados teóricos y medidos en la tabla de Excel y encontrar el porcentaje de error. Comentar los resultados obtenidos.

Como se mostró anteriormente los resultados que se obtuvieron teóricamente y a partir del programa Multisim muestran que, prácticamente, los resultados de los cálculos y las expresiones se aproximan a lo que es en la realidad.

#### **6.1.4. Laboratorio 6.2**

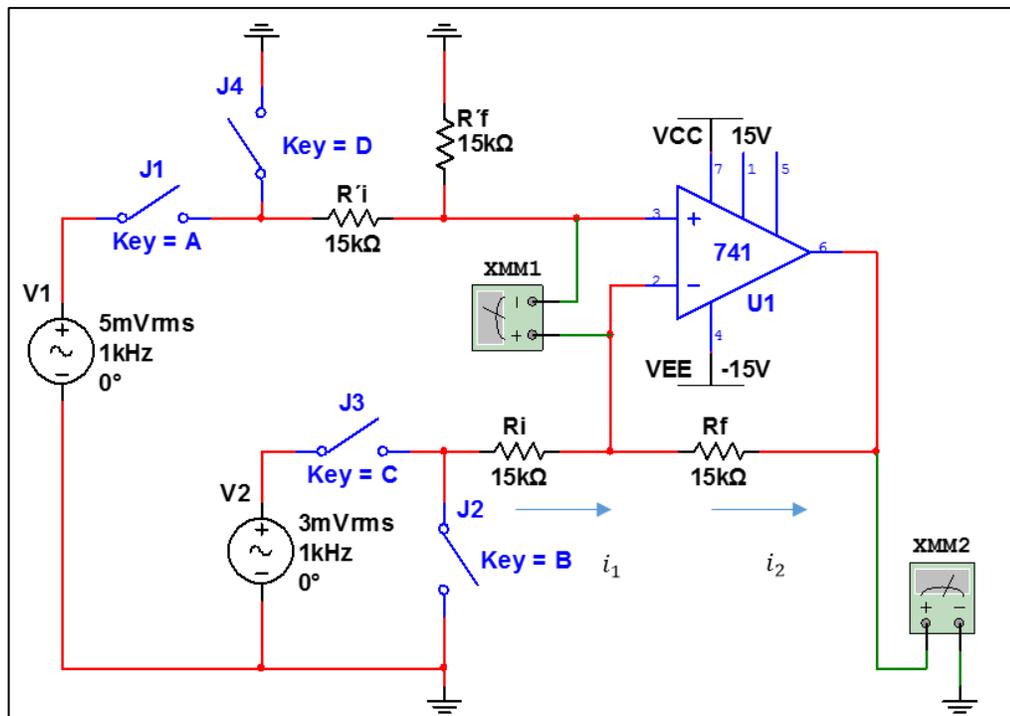
Para lograr un funcionamiento correcto en un amplificador diferencial es necesario que la ganancia de las dos mitades sea idéntica, es decir, que la mitad inversora sea casi idéntica a la mitad no inversora. En el laboratorio

anterior, las ganancias de las dos entradas son bastante diferentes y notables entre sí. Por lo que ahora se presenta esta nueva configuración para que se hagan las mismas mediciones y se saquen las conclusiones de la diferencia que existe en usar un amplificador con dos y cuatro resistencias externas.

#### 6.1.4.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 47, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte, al cual también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas y análisis realizados.

Figura 47. **Análisis en un AOP diferencial con cuatro resistencias externas**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim

- Hallar la expresión que define el voltaje de salida en función de las variables  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $R_i$ ,  $R_f$ ,  $R'_i$ , y  $R'_f$ .

Partiendo del concepto de la realimentación negativa, se establecen las siguientes igualdades:

$$V^+ = V^- = V$$

Al analizar el circuito de la figura 47, se observa que a la entrada no inversora del amplificador U1 se le aplica un divisor de voltaje. Por lo que al voltaje aplicado a dicha entrada le corresponde la caída de tensión entre el punto 3 y tierra, quedando la ecuación de la siguiente forma:

$$V^+ = \frac{R'_f V_1}{R'_i + R_f} = V$$

Teniendo la ecuación que expresa la relación de voltaje que existe entre la entrada no inversora y tierra del amplificador, y a partir de la igualdad de que el voltaje entre las entradas inversoras y no inversoras del AOP son iguales, se establece lo siguiente:

Tomando en cuenta que al analizar que, debido al corto circuito virtual, la corriente en la entrada no inversora e inversora son iguales a cero, se puede decir, por la ley de corrientes de Kirchoff, lo siguiente:

$$i_1 = i_2$$

Por la ley de Ohm se establecen las siguientes relaciones:

$$\frac{V_2 - V}{R_i} = \frac{V - V_o}{R_f}$$

Al observar que el valor de  $V$  es la relación que se encontró en el divisor de voltaje para la entrada no inversora del AOP, se puede sustituir esta expresión en la igualdad de corrientes que se estableció, por lo que la expresión queda así:

$$\frac{V_2 - \frac{R'_f V_1}{R'_i + R_f}}{R_i} = \frac{\frac{R'_f V_1}{R'_i + R_f} - V_o}{R_f}$$

Al hacer el trabajo algebraico y despejar  $V_o$ :

$$V_o = \frac{R'_f V_1}{R'_i + R_f} - \frac{R_f}{R_i} \left[ V_2 - \frac{R'_f V_1}{R'_i + R_f} \right]$$

Al analizar el circuito y asumiendo que:  $R'_f = R_f$  y  $R'_i = R_i$ , la expresión anterior, al simplificarla, puede quedar expresada así:

$$V_o = \frac{R_f V_1}{R_i + R_f} + \frac{R_f R_f V_1}{R_i (R_i + R_f)} - \frac{R_f V_2}{R_i}$$

Simplificando:

$$V_o = V_1 \left( \frac{R_f}{R_i + R_f} \right) \left( \frac{R_f}{R_i} + 1 \right) - \frac{R_f V_2}{R_i}$$

$$V_o = V_1 \left( \frac{R_f}{R_i + R_f} \right) \left( \frac{R_i + R_f}{R_i} \right) - \frac{R_f}{R_i} V_2$$

Por lo que, al final:

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} (V_1 - V_2)$$

Al analizar la ecuación final se puede observar que el circuito se comporta como un circuito restador, lo cual es una de las aplicaciones que se le pueden dar a los amplificadores operacionales.

- Sea el circuito con un AOP 741 y los valores iniciales  $V_1 = 5 \text{ mVrms}$ ,  $V_2 = 3 \text{ mVrms}$ , frecuencia = 1 KHz;  $R_i = R_f = R'_i = R'_f = 15 \text{ K}\Omega$ . Hacer los siguientes cálculos teóricamente:
  - Calcular el voltaje *offset* de salida.

Con la ecuación que se planteó en el inciso anterior se encuentra el voltaje de salida, el cual es:

$$V_o = \frac{15 \text{ K}\Omega}{15 \text{ K}\Omega} (5 - 3) \text{ mV} = 2 \text{ mV}$$

- ¿Cuál es el voltaje de salida debido a la entrada no inversora?

Debido a la configuración no inversora que se da luego de conectar el amplificador en esta forma, se resuelve de la siguiente forma: al tomar la configuración no inversora del amplificador, se observa que se da un divisor de voltaje, por lo anterior se deducen las siguientes ecuaciones.

Expresión que define el voltaje que hay en  $V^+ = V$ :

$$V = \frac{R'_f V_1}{R'_i + R'_f}$$

Al plantear las ecuaciones que describen el comportamiento del amplificador:

$$\frac{0 - V}{R_i} = \frac{V - V_o}{R_f}$$

Al despejar  $V_o$ , y sustituir  $V$ :

$$V_o = \frac{R_i + R_f}{R_i} * \frac{R_f V_1}{R'_i + R'_f} = \left( \frac{15 \text{ K}\Omega + 15 \text{ K}\Omega}{15 \text{ K}\Omega} \right) \left( \frac{15 \text{ K}\Omega * 5 \text{ mV}}{15 \text{ K}\Omega + 15 \text{ K}\Omega} \right) = 5 \text{ mV}$$

- ¿Cuál es la ganancia debido a la entrada no inversora?

$$A_v = \frac{V_o}{V_1} = \frac{5 \text{ mV}}{5 \text{ mV}} = 1$$

- ¿Cuál es el voltaje de salida debido a la entrada inversora?

Al analizar la forma que se conecta el circuito de esta forma, se observa que su configuración es de amplificador inversor, por lo que se aplica la siguiente ecuación:

$$V_o = -\frac{R_f}{R_i} V_2 = -\frac{15 \text{ K}\Omega}{15 \text{ K}\Omega} * 3 \text{ mV} = 3 \text{ mV}$$

- ¿Cuál es la ganancia debido a la entrada inversora?

$$A_v = \frac{V_o}{V_2} = \frac{3 \text{ mV}}{3 \text{ mV}} = 1$$

- ¿Cuál es el voltaje de salida de la combinación de ambas entradas?

$$V_o = V'_o - V''_o = (5 - 3) \text{ mV}$$

- Comparar las ganancias obtenidas para ambas entradas.

En ambas entradas se consiguió la misma ganancia en la salida de voltaje.

- Hacer una tabla de Excel con todas las variables calculadas en el inciso anterior, medir el valor de las mismas en Multisim. Para ello, ejecutar la simulación y seguir el siguiente procedimiento:

- Para la medición de la tensión *offset* de entrada presionar doble clic al multímetro XMM1 opción DC y mantener abiertos los *switches* J1, J2, J3, Y J4.

Al realizar el procedimiento anterior a la salida se tiene lo siguiente:

$$V_{XMM1} = 1,261 \text{ mV}$$

- Para la medición de la tensión *offset* de salida, presionar doble clic al multímetro XMM2 opción DC y mantener abiertos los *switches* J1, J2, J3, Y J4.

$$V_{XMM2} = 1,029 \text{ mV}$$

- Para la medición de parámetros de salida correspondientes a la entrada no inversora utilizando el principio de superposición, cerrar los *switches* J1 con la tecla “A” y J2 con la tecla “B”.

$$V_{XMM2} = 5 \text{ mV}$$

- Para la medición de parámetros de salida correspondientes a la entrada inversora utilizando el principio de superposición, cerrar los *switches* J3 con la tecla “C” y J4 con la tecla “D”.

$$V_{XMM2} = 3 \text{ mV}$$

- Para la medición de parámetros de salida correspondientes a la combinación de ambas entradas, cierre los *switches* J1 con la tecla “A” y J3 con la tecla “C”.

$$V_{XMM2} = 2 \text{ mV}$$

- Comparar los resultados teóricos y medidos, comentar los resultados obtenidos.

Al analizar la simulación que se realizó en Multisim con respecto a los cálculos teóricos, se observa que el error que se da en las mediciones es mínimo; por lo que, para realizar su aplicación, se puede hacer el análisis que se hizo anteriormente.

### 6.1.5. Convertidor de corriente-tensión inversor

Como se ha mencionado anteriormente, el amplificador de tensión inversor se basa en la realimentación negativa paralelo-paralelo, con una resistencia de entrada adicional utilizada para convertir la tensión de entrada en una corriente. ¿Qué ocurre si dicha resistencia adicional se elimina y se utiliza un circuito como el mostrado en la figura 47? Sin la resistencia adicional, la entrada se encuentra conectada a masa virtual y, por lo tanto,  $Z_i$  es igual a  $0 \Omega$ .

Esto es ideal para la medida de corriente. Esta corriente de entrada circulará a través de  $R_f$  y producirá una tensión de salida, como se dijo anteriormente. La característica que transforma una corriente en una tensión se mide mediante el parámetro transresistencia. Por definición, la transresistencia de este circuito es el valor de  $R_f$  y producirá una tensión de salida, como se dijo anteriormente. La característica que transforma una corriente en una tensión se mide mediante el parámetro transresistencia. Por definición, la transresistencia de este circuito es el valor de  $R_f$ . Para hallar  $V_o$ , se multiplica la corriente de entrada por la transresistencia. Este circuito también invierte la polaridad.

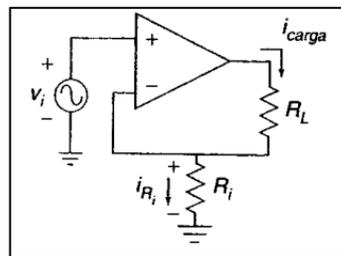
$$V_o = I_i R_f \quad [\text{Ec. 48}]$$

### 6.1.6. Convertidor tensión-corriente no inversor

Esta topología utiliza realimentación negativa serie-serie, mide una tensión de entrada y genera una corriente. Se puede hacer una comparación de tipo conceptual con una fuente de corriente controlada por tensión (FET). En lugar de interesarse por la ganancia del circuito, se enfocará en la transconductancia. En otras palabras, ¿qué tensión de entrada es necesaria para generar una determinada corriente de salida? El amplificador operacional presentado aquí

excita una carga flotante, es decir, la carga no está referenciada a tierra. En algunos casos esto puede ser adecuado y en otros no. Con alguna circuitería adicional es posible generar una versión con una carga conectada a tierra, aunque la limitación de espacio impide examinarlo aquí.

Figura 48. **Convertidor de tensión-corriente**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 109.

En la figura 48 se presenta un circuito típico tensión-corriente dado que utiliza el tipo de realimentación con entrada serie, inmediatamente se puede suponer que  $Z_i$  es infinita. La relación tensión-corriente viene determinada por la resistencia de realimentación  $R_i$ . Dado que se supone que  $V_{error}$  es igual a 0, toda la tensión  $V_i$  cae en la resistencia  $R_i$ , generando la corriente  $I_{R_i}$ , suponiendo que el amplificador fluye a través de la resistencia de carga  $R_L$ . Ajustando la resistencia  $R_i$ , la corriente de carga puede variarse.

$$I_{carga} = I_{R_i}$$

$$I_{R_i} = \frac{V_i}{R_i}$$

$$I_{carga} = \frac{V_i}{R_i}$$

Por definición,

$$\text{Transconductancia } (gm) = \frac{I_{carga}}{V_i}$$

$$gm = \frac{1}{R_i} \quad [\text{Ec. 49}]$$

Por lo tanto, la transconductancia del circuito viene determinada por la resistencia de realimentación. Como es habitual, existen límites prácticos para el valor de  $R_i$ . Si  $R_i$  y  $R_l$  son demasiado pequeñas, existe la posibilidad de que el amplificador operacional genere una alta corriente de salida y entre en saturación. En el otro extremo, el producto de las dos resistencias y la corriente  $I_{carga}$  no puede exceder el valor de las tensiones de alimentación. Por ejemplo, si  $R_i$  más  $R_l$  es igual a  $10 \text{ k}\Omega$ ,  $I_{carga}$  no puede exceder el valor de  $1,5 \text{ mA}$  si se utilizan las alimentaciones estándar de  $\pm 15 \text{ V}$ .

### 6.1.7. Laboratorio 6.3

Para lograr hacer la conversión de voltaje diferencial a corriente, se unen las terminales de detección y salida en el punto  $V_{OUT}$  y la terminal de referencia se conecta a la salida de un amplificador AD547 conectado como seguidor de voltaje, ver la figura 49. Para obtener el valor de la corriente resultante de dicha conversión se parte del siguiente análisis: el seguidor de voltaje fuerza la tensión de referencia de manera que iguale la tensión de carga, es decir,  $V_{ref} = I_L R_L$ . El voltaje de salida del AOP  $U_3$   $V_{OUT}$  depende de la corriente  $I_L$ , de la resistencia  $R_L$  de carga y de la resistencia de ajuste de corriente  $R_s$ , expresada por la ecuación:

$$V_{OUT} = I_L R_s + I_L R_L$$

El voltaje de salida también se puede expresar mediante la siguiente ecuación:

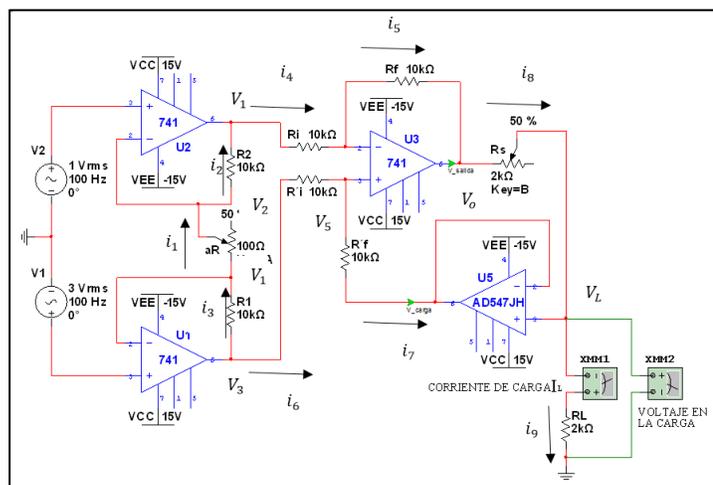
$$V_{OUT} = V_{ref} + \text{ganancia} \cdot (V_1 - V_2) = I_L R_L + \text{ganancia} \cdot (V_1 - V_2)$$

Igualando las dos ecuaciones anteriores, se obtiene una expresión para determinar la corriente de carga  $I_L$  en función de la resistencia controladora de corriente  $R_s$  y los voltajes diferenciales de entrada.

$$I_L = \text{ganancia} \cdot (V_1 - V_2) / R_s$$

A continuación se plantean algunos ejercicios con los que se calculará el valor real y teórico de las variables  $V_{OUT}$  e  $I_L$ .

Figura 49. **Convertidor de voltaje diferencial a corriente usando tres amplificadores operacionales 741**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim

### 6.1.7.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 49, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte, al cual también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

- Hallar la ecuación que define el voltaje en el punto  $V_{OUT}$  indicado en el circuito y comparar con la presentada en el análisis hecho en las generalidades de este laboratorio.

Al observar el circuito de la figura 49 y conociendo los principios básicos de funcionamiento de los amplificadores operacionales y la realimentación negativa, se observa que los amplificadores  $U_1$  y  $U_2$  se encuentran en la configuración de seguidor de voltaje. Por lo que se tiene la salida de voltaje para cada uno, los cuales son  $V_1$  y  $V_2$ , respectivamente. A partir de esto, a cada uno de los nodos se les asigna las variables de voltaje y con las corrientes planteadas para cada uno de los ramales del circuito, se procede a plantear las siguientes ecuaciones:

$$i_1 = i_2$$

$$\frac{V_1 - V_2}{aR} = \frac{V_1 - V_2}{aR}$$

$$R_2V_1 - R_2V_2 = aRV_2 - aRV_4 \quad [\text{Ec. 50}]$$

Al hacer el análisis de la figura 49, se observa que las corrientes  $i_3$  e  $i_1$  son las mismas. Por lo que la siguiente relación muestra el comportamiento de las corrientes  $i_3$  e  $i_1$ :

$$i_3 = i_1$$

$$\frac{V_3 - V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_2}{aR}$$

Al simplificar la ecuación queda de la siguiente forma:

$$aRV_3 - aRV_1 = R_1V_1 - R_1V_2 \quad [\text{Ec. 51}]$$

Se observa la misma situación para las corrientes:

$$i_6 = i_7$$

$$\frac{V_3 - V_5}{R'_i} = \frac{V_5 - V_L}{R'_f}$$

$$R'_fV_3 + R'_iV_L = R'_iV_5 + R'_fV_5 \quad [\text{Ec. 52}]$$

Se establece la siguiente relación entre:

$$i_4 = i_5$$

$$\frac{V_4 - V_5}{R_i} = \frac{V_5 - V_o}{R_f}$$

Al simplificar la ecuación anterior se llega a lo siguiente:

$$R_fV_4 + R_iV_o = R_iV_5 + R_fV_5 \quad [\text{Ec. 53}]$$

Asumiendo las siguientes igualdades:  $R_i = R'_i$  y  $R_f = R'_f$ ; se pueden igualar las expresiones 3 y 4, quedando expresadas de la siguiente forma:

$$R_f V_3 + R_i V_L = R_i V_4 + R_i V_o$$

$$V_o = \frac{R_f V_3 + R_i V_L - R_f V_4}{R_i}$$

Al simplificar:

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} (V_3 - V_4) + V_L \quad [\text{Ec. 54}]$$

Al hacer la siguiente relación entre las siguientes corrientes:

$$i_8 = i_9$$

$$\frac{V_o - V_L}{R_s} = \frac{V_L - 0}{R_L}$$

Al despejar  $V_L$  de la ecuación anterior la misma se puede expresar de la siguiente forma:

$$V_L = \frac{R_L V_o}{R_s + R_L} \quad [\text{Ec. 55}]$$

Al sustituir al ecuación 6 en 7 la expresión queda definida de la siguiente forma:

$$V_o = \frac{R_f}{R_i}(V_3 - V_4) + \frac{R_L V_o}{R_3 + R_L} \quad [\text{Ec. 56}]$$

Operando la simplificación de la expresión anterior:

$$V_o = \frac{\frac{R_f}{R_i}(V_3 - V_4)}{1 + \frac{R_L}{R_3 + R_L}}$$

Simplificando:

$$V_o = \frac{R_f(R_3 + R_L)(V_3 - V_4)}{R_3 R_i}$$

Al sustituir la ecuación que se dedujo en el ejercicio 6.3 y la ecuación 56, se sustituye, por lo que al final la ecuación queda definida de la siguiente forma:

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} \left[ \frac{(V_1 - V_2)(2R + 1)}{aR} \right] \left[ \frac{R_s + R_L}{R_s} \right] \quad [\text{Ec. 57}]$$

- Con los valores de las variables del circuito presentado en Multisim ejecutar la simulación y medir el valor de la variable  $I_L$  con el multímetro XMM1 y el valor del voltaje  $V_{OUT}$  con el multímetro XMM4. Compare los resultados medidos en Multisim con los valores teóricos. Explicar los resultados obtenidos y determinar el porcentaje de error.
- Hacer una tabla en Excel con las variables  $R_s$ ,  $V_{OUT}$ ,  $V_{ref}$  e  $I_L$ . Ejecutar el circuito presentado en Multisim. A  $R_s$  hacerle a variaciones del 5 % cada una con la tecla "B" (a partir del 5% del valor global de  $R_s$ ) hasta

llegar al 100 % que son 2 K $\Omega$ . Anotar en la tabla el valor resultante de cada variable debido a la variación de  $R_s$ . Utilizar el multímetro XMM1 para medir la corriente  $I_L$ , XMM2 y XMM3 para medir  $V_{ref}$  y XMM4 para medir  $V_{OUT}$ . Dar doble clic a cada uno de los multímetros para visualizar el valor de la medición y seleccione la opción AC.

- Graficar el voltaje  $V_{OUT}$  contra la corriente de carga  $I_L$ .
  - Graficar el voltaje  $V_{ref}$  contra la corriente de carga  $I_L$ .
  - Explicar por qué son iguales los voltajes medidos con los multímetros XMM2 y XMM3.
- Describir las conclusiones de cada uno de los ejercicios realizados.

#### **6.1.8. Amplificador de corriente inversor**

El amplificador de corriente inversor utiliza realimentación negativa paralelo-serie. Al igual que en el convertidor de tensión-corriente, la carga es flotante. En la figura 50 se muestra el circuito básico. Debido a la conexión paralela de realimentación negativa en la entrada, la impedancia de entrada del circuito se supone que es igual a cero. Esto significa que el punto de entrada se encuentra conectado a masa virtual. La corriente que entra en el amplificador operacional es despreciable, por lo que todas las corrientes de entrada fluyen a través de  $R_i$  hacia el nodo  $A$ .

Para efectos prácticos,  $R_i$  y  $R_f$  están conectadas en paralelo (ambas se encuentra conectadas entre el nodo  $A$  y masa, realmente masa virtual para  $R_i$ ). Por lo tanto,  $V_{R_i}$  y  $V_{R_f}$  tienen el mismo valor. Esto significa que existe una corriente que fluye a través de  $R_f$  desde masa hacia el nodo  $A$ . Estas dos corrientes se unen para formar la corriente de carga, de este modo se consigue

la ganancia de corriente. Cuanto mayor es  $I_{R_f}$  respecto de  $I_i$ , mayor es la ganancia de corriente.

$$A_i = \frac{I_o}{I_i}$$

$$I_o = I_{R_f} + I_{R_i} \quad [\text{Ec. 58}]$$

$$I_{R_f} = I_i$$

$$I_{R_f} = \frac{V_{R_f}}{R_f}$$

Dado que  $V_{R_f}$  tiene el mismo valor que  $V_{R_i}$ :

$$I_{R_f} = \frac{V_{R_i}}{R_f} \quad [\text{Ec. 59}]$$

$$V_{R_i} = I_i R_i \quad [\text{Ec. 60}]$$

Sustituyendo la ecuación 59 en la 60, se obtiene:

$$I_{R_f} = \frac{I_i R_i}{R_f}$$

Sustituyendo en la ecuación 58, se obtiene:

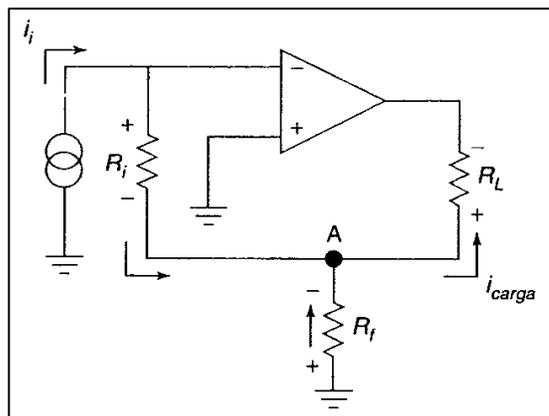
$$I_o = I_i + \frac{I_i R_i}{R_f}$$

$$I_o = I_i \left( 1 + \frac{R_i}{R_f} \right)$$

$$A_i = 1 + \frac{R_i}{R_f} \quad [\text{Ec. 61}]$$

Como era de esperar, la ganancia es una función de las dos resistencias de realimentación. Observar la similitud de este resultado con el obtenido para el amplificador de tensión no inversor.

Figura 50. **Amplificador de corriente inversor**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 112.

### 6.1.9. Amplificadores sumadores

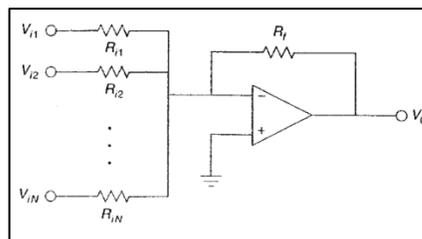
En el diseño de circuito es muy habitual combinar varias señales en una única señal común. El modelo más habitual de amplificador sumador realmente no es más que una ampliación del amplificador de tensión inversor. Dado que la entrada del amplificador operacional se encuentra conectada a una masa virtual, se crea un nodo suma de corriente ideal. En lugar de incluir una única

resistencia de entrada en este punto, se pueden utilizar varias resistencias de entrada. Cada fuente de entrada excita a su propia resistencia y el efecto debido a las entradas vecinas es muy pequeño. La masa virtual es la clave. En la figura 51 se muestra un amplificador sumador general. La impedancia de entrada para el primer canal es  $R_{i1}$  y su ganancia de tensión es  $-R_f/R_{i1}$ . Para el canal 2, la impedancia de entrada es  $R_{i2}$ . En general para el canal N se tendrá:

$$Z_{inN} = R_{iN}$$

$$A_{vN} = -\frac{R_f}{R_{iN}}$$

Figura 51. **Amplificador sumador**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 115.

La señal de salida es la suma de todas las entradas multiplicadas por sus ganancias asociadas.

$$V_o = V_{i1}A_{v1} + V_{i2}A_{v2} + \dots + V_{iN}A_{vN}$$

Esto se puede expresar del siguiente modo:

$$V_o = \sum_{i=1}^n A_{i_i} A_{v_i} \quad [\text{Ec. 62}]$$

Un amplificador sumador puede tener la misma ganancia en cada uno de los canales de entrada. Esto se denomina configuración equiponderada.

Si las entradas fueran señales de alterna, la suma no se podría calcular de forma tan sencilla, ya que las señales de alterna difieren en frecuencia y fase y no se pueden sumar de forma coherente. Se puede llevar a cabo un cálculo similar al anterior para calcular el valor de pico, sin embargo, es necesario calcular el valor RMS para conocer el valor efectivo (es decir, la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados).

En los campos de la radiodifusión y la grabación, los amplificadores sumadores también requieren alguna forma de control de volumen para cada canal de entrada, así como un control de volumen general, los cuales permiten equilibrar adecuadamente los niveles de los distintos micrófonos o instrumentos. En teoría, puede conseguirse un control de ganancia de cada canal individual reemplazando cada resistencia de entrada por un potenciómetro y ajustando  $R_i$ , la ganancia puede variarse directamente.

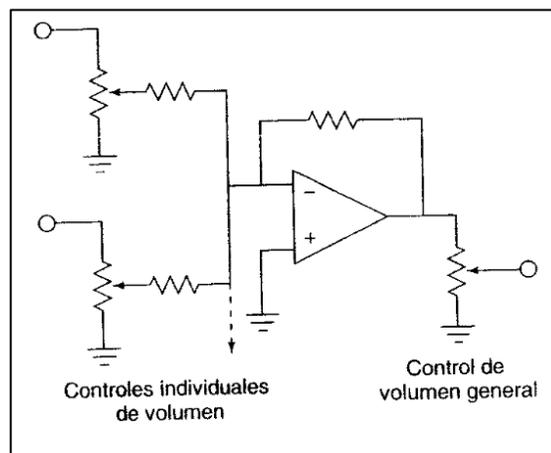
En la práctica, este diseño tiene algunos problemas. En primer lugar, es imposible apagar por completo un canal con este mecanismo, el valor necesario para  $R_i$  sería infinito. En segundo lugar, dado que  $R_i$  establece la impedancia de entrada, una variación en la ganancia producirá una variación de  $Z_i$ . Esta variación puede sobrecargar o alterar las características de la fuente de señal.

Una posible solución consiste en mantener  $R_i$  en un valor fijo y colocar un potenciómetro antes de ella, como se muestra en la figura 52. El

potenciómetro produce una ganancia cuyo valor está comprendido entre 1 y 0, entonces se determina la combinación  $R_f/R_i$  necesaria para obtener el valor máximo de ganancia. Mientras que el valor de  $R_i$  sea varias veces más grande que el valor máximo del potenciómetro, la impedancia de entrada del canal se mantendrá relativamente constante. La impedancia efectiva  $Z_i$  del canal irá desde  $R_{pot}$  en paralelo con  $R_i$ , como mínimo, hasta  $R_{pot}$ .

En lo que se refiere al control de volumen general, es posible utilizar un potenciómetro para  $R_f$ , sin embargo, sin una resistencia limitadora, con una ganancia del volumen general muy baja, se corre el riesgo de sobreexcitar el amplificador debido al pequeño valor efectivo de  $R_f$ . Esta técnica también da lugar a variaciones en las tensiones de *offset* y en el ancho de banda del circuito. Una técnica que proporciona un mejor rendimiento implica el uso de una etapa con un valor de  $R_f$  fijo, seguida de un potenciómetro, tal y como se muestra en la figura 52.

Figura 52. **Mezclador de audio**



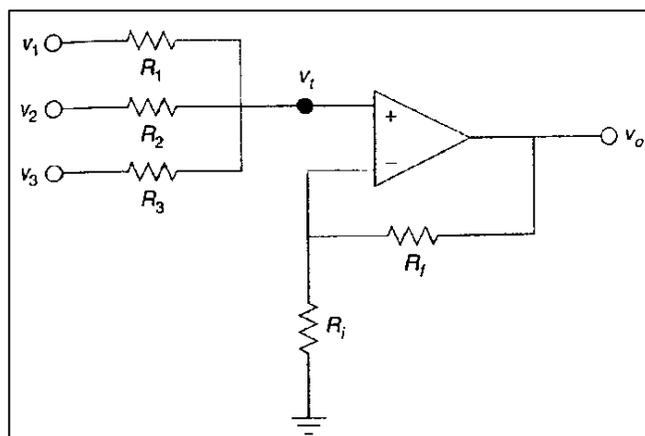
Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 117.

Otra aplicación del amplificador sumador es el cambiador de nivel. Un cambiador de nivel es un amplificador sumador de dos entradas. Una entrada es la señal de alterna deseada y la segunda entrada es un valor de continua. La apropiada selección del valor de continua permite colocar la señal alterna de entrada en el nivel de *offset* de continua deseado. Existen muchos usos para este tipo de circuito. Una posible aplicación es el control de offset de continua disponible en muchos generadores de señal.

### 6.1.10. Amplificador sumador no inversor

Además de la configuración inversora, los amplificadores sumadores también se pueden crear con una configuración no inversora. Generalmente, los sumadores no inversores presentan un mejor rendimiento a alta frecuencia, cuando se comparan con la configuración inversora. En la figura 54 se muestra un posible circuito.

Figura 53. Amplificador sumador no inversor



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 119.

En este ejemplo se utilizan tres entradas, aunque podrían añadirse más. Cada entrada tiene una resistencia de entrada asociada, pero no es posible cablear entre sí varias fuentes con el fin de sumar sus respectivas señales, ya que cada fuente intentará llevar su salida a un valor deseado que será diferente de los valores creados por las otras fuentes. El desequilibrio resultante puede dar lugar a corrientes de fuente muy grandes. En consecuencia, cada fuente debe estar aislada de las demás mediante una resistencia.

Para entender el funcionamiento de este circuito, lo mejor es dividirlo en dos partes; la sección de resistencia/fuente de entrada y la sección del amplificador no inversor. Las señales de entrada se combinarán para crear una tensión de entrada total  $V_t$ . Inspeccionando el circuito, se ve que la tensión de salida del circuito será igual a  $V_t$  por la ganancia no inversora, es decir:

$$V_o = V_t \left( 1 + \frac{R_f}{R_i} \right)$$

Todo lo que se tiene que hacer es determinar  $V_t$ . Cada uno de los canales de entrada contribuye a  $V_t$  de forma similar, por lo que la deducción de la contribución correspondiente a un solo canal será suficiente.

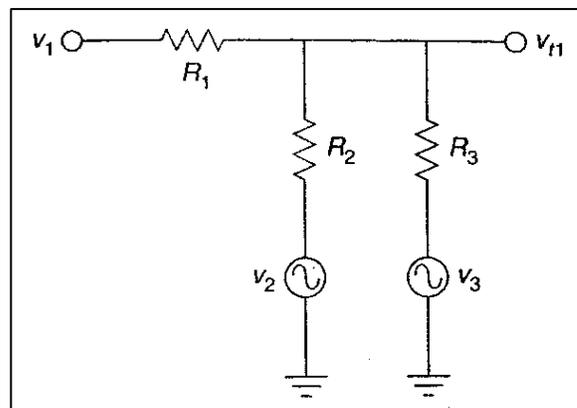
A diferencia del sumador inversor, el sumador no inversor no se aprovecha del nodo sumador de masa virtual. El resultado de esto es que los canales individuales se afectarán entre sí. En la figura 54 se ha vuelto a dibujar el circuito equivalente correspondiente al canal 1. Utilizando el principio de superposición, en primer lugar se deberá reemplazar los generadores de entrada de los canales 2 y 3 por cortocircuitos. El resultado es un sencillo divisor de tensión entre  $V_1$  y  $V_{t1}$ .

$$V_{t1} = V_1 \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3}$$

De forma similar, se puede deducir la contribución del canal 2 a la tensión total  $V_t$ .

$$V_{t2} = V_2 \frac{R_2 \parallel R_3}{R_2 + R_1 \parallel R_3}$$

Figura 54. **Circuito equivalente de entrada para el canal 1**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 119.

La contribución debida al canal 3 sería:

$$V_{t3} = V_3 \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_1 \parallel R_2}$$

$$V_t = V_{t1} + V_{t2} + V_{t3}$$

Por lo tanto, combinando estos elementos se obtiene la tensión de salida, que es igual a:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \left( V_1 \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} + V_2 \frac{R_1 \parallel R_3}{R_2 + R_1 \parallel R_3} + V_3 \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_1 \parallel R_2} \right)$$

Por conveniencia, y para obtener una configuración equiponderada, las resistencias de entrada a menudo toman valor. Esto da lugar a un circuito que promedia todas las entradas. Haciendo esto y simplificando la ecuación se obtiene:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3}$$

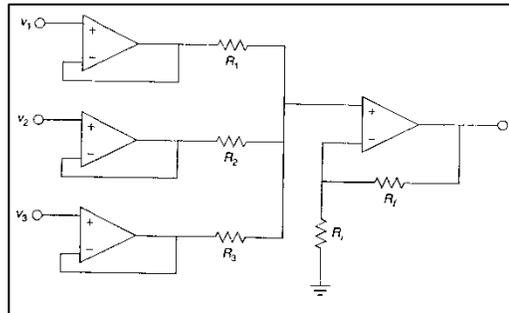
O, generalizando,

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \frac{\sum_{i=1}^n V_n}{n} \quad [\text{Ec. 63}]$$

Donde  $n$  es el número de canales.

Este circuito sigue teniendo un problema, que es la influencia entre canales o diafonía, que se puede eliminar incluyendo un búfer separador para cada entrada, como se muestra en la figura 55.

Figura 55. **Amplificador sumador no inversor con búfer de entrada**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 120.

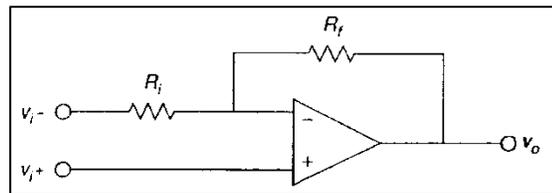
### 6.1.11. **Amplificador diferencial**

Dado que el amplificador operacional se basa en una etapa de entrada diferencial, nada impide que se pueda construir un amplificador diferencial con él. En esencia, la configuración de amplificador diferencial es una combinación de los amplificadores de tensión inversor y no inversor. En la figura 56 puede verse un posible candidato. El análisis es idéntico al que se ha realizado para los dos tipos básicos y se utiliza el principio de superposición para combinar los resultados.

El problema obvio de este circuito es que existe una gran desadaptación entre las ganancias si los valores que se utilizan son bajos ya que la magnitud de la ganancia de la entrada inversora es  $R_f/R_i$ , mientras que para la entrada no inversora es  $R_f/R_i + 1$ . Para conseguir un funcionamiento correcto, las ganancias de las dos mitades deben ser idénticas. La entrada no inversora tiene una ganancia ligeramente mayor, por lo que puede utilizarse un divisor de tensión sencillo para compensarla. Esto se muestra en la figura 58. La relación debería ser la misma que la relación  $R_f/R_i$ . La ganancia objetivo es  $R_f/R_i$  y la

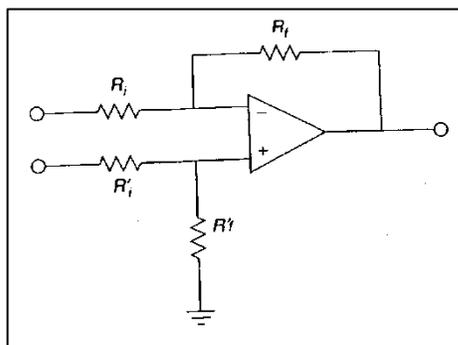
ganancia presente es  $1 + R_f/R_i$ , lo que puede expresarse como  $(R_f + R_i)/R_i$ .  
 Para llevar a cabo la compensación, se usa una ganancia de  $(R_f + R_i)/R_i$ .

Figura 56. **Amplificador diferencial**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 121.

Figura 57. **Amplificador diferencial con compensación para ganancias desadaptadas**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 121.

$$A_{v+} = \frac{R_f + R_i}{R_i} \cdot \frac{R_f}{R_f + R_i}$$

$$A_{v+} = \frac{R_f(R_f + R_i)}{R_i(R_f + R_i)}$$

$$A_{v+} = \frac{R_f}{R_i} \quad [\text{Ec. 64}]$$

En un amplificador diferencial real se establece que  $R'_i$  sea  $R_i$  y  $R'_f$  sea  $R_f$ . Normalmente, se coloca un pequeño potenciómetro en serie con  $R'_f$  para compensar los ligeros desequilibrios de ganancia debidos a las tolerancias de los componentes. Esto hace que sea posible que la relación de rechazo en modo común del circuito alcance su valor máximo. Otra opción en un amplificador diferencial simple consiste en establecer que  $R'_i$  más  $R'_f$  sea igual a  $R_i$ . De este modo se mantiene una impedancia de entrada aproximadamente igual entre las dos mitades, si se utilizan dos fuentes de entrada diferentes.

Una vez que se ha añadido el divisor, la tensión de salida puede calcularse multiplicando la señal de entrada diferencial por  $R_f/R_i$ .

#### **6.1.12. Laboratorio 6.4**

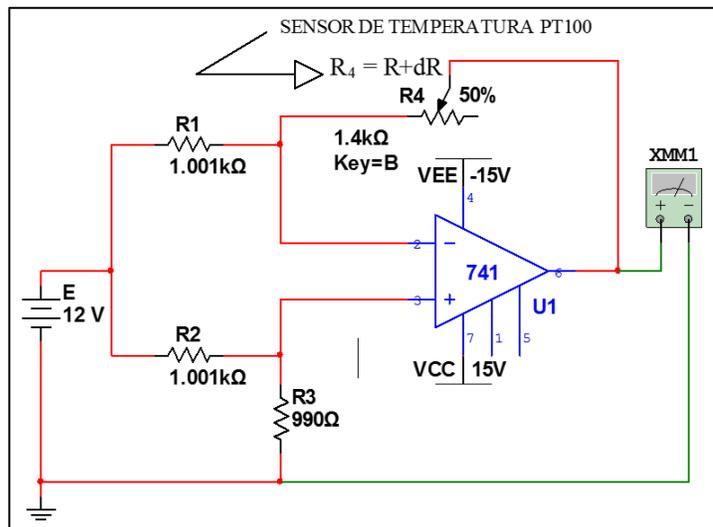
Un PT100 es un sensor de temperatura, el cual consiste en un alambre de platino que a 0 °C tiene 100  $\Omega$  y que al aumentar la temperatura aumenta su resistencia eléctrica. Un PT100 es un tipo particular de dispositivo termoresistivo (RTD).

Para el desarrollo de este laboratorio se diseña un circuito considerando que este sensor funciona en un rango de temperatura de -190 a 849 °C y resistencia de 22,78 a 390,09  $\Omega$ . La PT100 se simula con el potenciómetro  $R_4$  cuyo valor es igual a 1001  $\Omega$ . Todas las resistencias tienen el mismo valor  $R$  a excepción de la  $R_4$  que inicialmente es igual a las demás, pero, a partir que  $\Delta R$  empieza a variar, causa un desbalance en el circuito que provoca un voltaje a la

salida del amplificador operacional, es decir, cuando  $\Delta R = 0$   $V_o = 0$  desde un punto de vista ideal.

Al voltaje de salida medido hay que restarle el valor del error inicial  $V_o$  que es igual a 19,786 mV.  $\Delta R$  tiene un rango de variación de 400  $\Omega$  el cual alcanza para cubrir de 22,78 a 390,09  $\Omega$  que es el rango equivalente en resistencia de la variación de temperatura en una PT100. La variación configurada a  $\Delta R$  en el circuito planteado en Multisim es del 1 %, que traducido a resistencia es de casi 14  $\Omega$ .

Figura 58. **Amplificador operacional en modo común con una PT100 en el lazo de retroalimentación**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

Tomando como referencia el circuito de la figura 58, se puede hallar la expresión para el voltaje de salida en función del voltaje de entrada, el sensor y las resistencias externas del circuito. Usando el principio de superposición, el

voltaje parcial de salida en función de  $E_2$  se llamara  $V_{o'}$  y el correspondiente a  $E_1$  es  $V_{o''}$  (ya que el circuito esta en modo común, se puede atribuir a la entrada inversora  $E_1$  y a la no inversora  $E_2$  que al final  $E_1 = E_2 = E$ ). Por lo tanto, el voltaje de salida es  $V_o = V_{o'} + V_{o''}$ . Si  $E_1 = 0$ , por simple inspección:

$$V_{o'} = - (R_4/R_2)*E_2$$

$$\text{Si } E_2 = 0 \text{ y } V^- = V^+$$

$$V^- = [R_2/(R_2 + R_4)]*V_{o''}$$

Despejando  $V_{o''}$ :

$$V_{o''} = [(R_2 + R_4)/R_2]*V^-$$

Hallando  $V^-$  en función de  $E_1$ :

$$V^- = [R_3/(R_3 + R_1)]*E_1 = V^+$$

Sustituyendo esta ecuación en  $V_{o''}$ , se tiene:

$$V_{o''} = [(R_2 + R_4)/R_2] [R_3/(R_3 + R_1)]*E_1$$

Sustituyendo  $V_{o'}$  y  $V_{o''}$  en  $V_o$ :

$$V_o = E [(R_3/R_2)*\{(R_2 + R_4)/(R_3 + R_1)\} - (R_4/R_2)]$$

Que es la expresión que define el voltaje de salida en función de la entrada de modo común E. Se considera que  $R_1 = R_2 = R_3 = R$  y  $R_4 = R + \Delta R$ , entonces  $V_o$  es igual a:

$$V_o = - (\Delta R/2R)*E$$

### 6.1.12.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 58, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

- Deducir detalladamente la expresión que define el voltaje de salida  $V_o$  en función del voltaje de entrada E y las resistencias del circuito de la figura 58.

Tomando en consideración todos los conceptos que han sido aplicados en el presente capítulo, se comienzan definir los principios de la realimentación negativa y las igualdades de corriente, por lo que aquí se hace el siguiente análisis:

Para el caso de la entrada no inversora del circuito se observa que existe un divisor de tensión, es decir que a la entrada no inversora del amplificador realmente se le está aplicando la caída de tensión que hay entre el nodo de  $R_3$  y tierra:

$$V = \frac{R_3 E}{R_2 + R_3}$$

Partiendo de este concepto se definen las siguientes ecuaciones que son las igualdades que existen entre las corrientes, las cuales se definen de la siguiente forma, la corriente que pasa sobre la resistencia 1 es la misma que recorre por la resistencia 4:

$$I_{R1} = I_{R4}$$

Escribiendo las ecuaciones anteriores en forma de la ley de Ohm:

$$\frac{E - V^-}{R_1} = \frac{V^- - V_o}{R_4}$$

Al asumir que el voltaje entre las dos entradas del amplificador es el mismo, se puede decir entonces que  $V = V^-$ , por lo que al despejar  $V_o$  de la ecuación que se planteó anteriormente:

$$V_o = V^- \left( 1 + \frac{R_4}{R_1} \right) - \frac{ER_4}{R_1}$$

Al sustituir  $V^-$ , por la expresión del divisor de voltaje:

$$V_o = \left( \frac{R_3 E}{R_2 + R_3} \right) \left( 1 + \frac{R_4}{R_1} \right) - \frac{ER_4}{R_1}$$

- Simplificar detalladamente la expresión obtenida en el ejercicio anterior, considerando que  $R_1 = R_2 = R_3 = R$  y  $R_4 = R + \Delta R$ .

Al establecer las igualdades que se constituyeron:  $R_1 = R_2 = R_3 = R$  y  $R_4 = R + \Delta R$ :

$$V_o = \left( \frac{RE}{R + R} \right) \left( 1 + \frac{R + \Delta R}{R} \right) - \frac{E(R + \Delta R)}{R}$$

Al simplificar la ecuación anterior:

$$V_o = -\frac{E\Delta R}{2R}$$

- Hacer un cuadro en Excel con tres columnas cuyos títulos deben ser: resistencia PT100 ( $R_{PT100} = \% R_4 - 994$ ), voltaje de salida real  $V_{XMM1}$ , voltaje de salida teórico  $V_o = E [(R_3/R_2)*\{(R_2 + R_4)/(R_3 + R_1)\} - R_4/R_2]$ , y voltaje de salida simplificado. Ejecutar la simulación en Multisim. Hacer variaciones a  $R_4$  del 1 % cada una del 71 al 100 % con la tecla “B”. Medir el voltaje de salida real  $V_{XMM1}$  con el voltímetro XMM1 (doble clic al medidor para visualizar el resultado que se necesita y anotarlo donde corresponda). Detener la simulación.

Tabla XVIII. **Datos obtenidos a partir del circuito de la figura 58**

PT100 (%)	Vxmm1 (V)	Vo (V)
71	-0,0224	-0,0241
72	-0,1068	-0,1085
73	-0,1911	-0,1929
74	-0,2755	-0,2772
75	-0,3599	-0,3616
76	-0,4442	-0,4460
77	-0,5286	-0,5304
78	-0,6130	-0,6148
79	-0,6973	-0,6991
80	-0,7817	-0,7835
81	-0,8661	-0,8679
82	-0,9050	-0,9523
83	-1,0350	-1,0367
84	-1,1190	-1,1210
85	-1,2040	-1,2054
86	-1,2880	-1,2898

Continuación de la tabla XVIII.

87	-1,3720	-1,3742
88	-1,4570	-1,4586
89	-1,5410	-1,5429
90	-1,6250	-1,6273
91	-1,7100	-1,7117
92	-1,7940	-1,7961
93	-1,8780	-1,8804
94	-1,9630	-1,9648
95	-2,0470	-2,0492
96	-2,1320	-2,1336
97	-2,2160	-2,2180
98	-2,3000	-2,3024
99	-2,3850	-2,3867
100	-2,4690	-2,4711

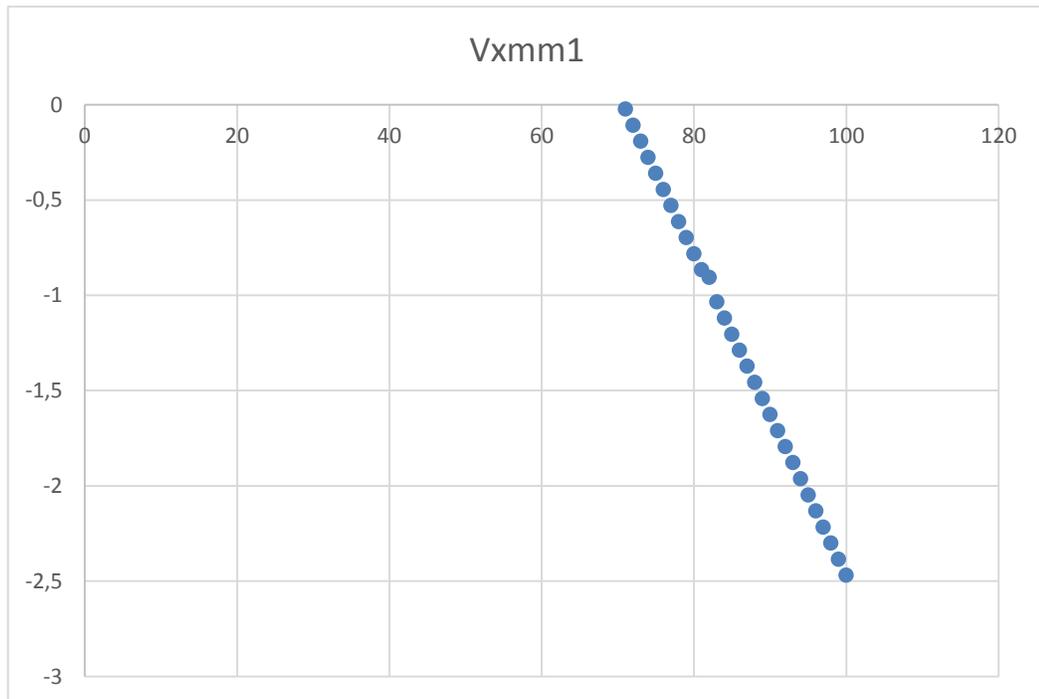
Fuente: elaboración propia.

- Comparar el resultado del voltaje real  $V_{XMM1}$  con los cálculos teóricos de  $V_o$ .

Se observa que no existe mucha dispersión entre los datos calculados y los datos medidos en la simulación. Es decir que el análisis empleado para solucionar el ejercicio es el recomendado para obtener resultados confiables en cualquier aplicación que se le quiera dar al circuito.

- Graficar  $V_{XMM1}$  contra  $R_{PT100}$ .

Figura 59. Gráfica obtenida de la tabla XVIII,  $V_{XMM1}$  contra  $R_{PT100}$



Fuente: elaboración propia.

### 6.1.13. Laboratorio 6.5

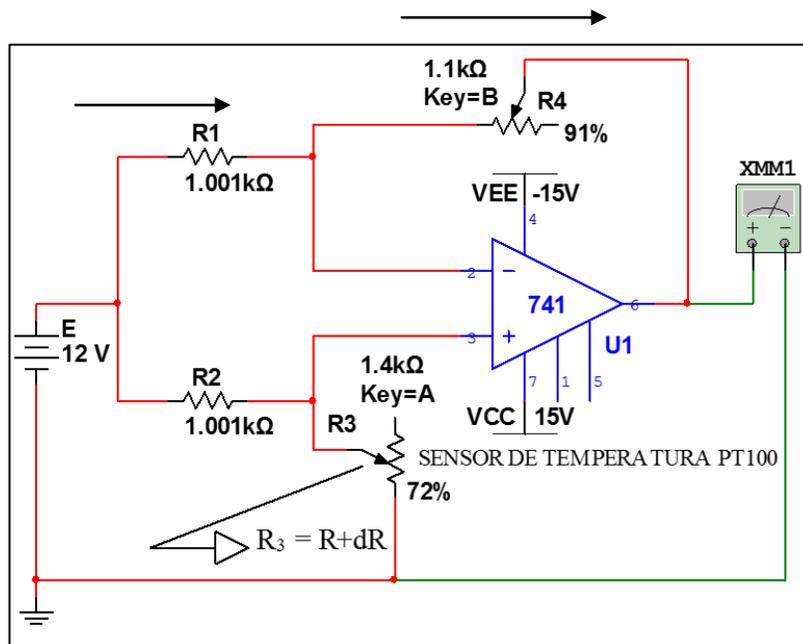
Un PT100 es un sensor de temperatura, el cual consiste en un alambre de platino que a 0 °C tiene 100  $\Omega$  y que al aumentar la temperatura aumenta su resistencia eléctrica. Un PT100 es un tipo particular de dispositivo termoresistivo (RTD).

Para el desarrollo de este laboratorio se diseña un circuito tomando en cuenta que este sensor funciona en un rango de temperatura de -190 a 849 °C y resistencia de 22,78 a 390,09  $\Omega$ . La PT100 se simula con el potenciómetro  $R_3$  cuyo valor es igual a  $1\ 008 + \Delta R$ . Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  tienen el mismo

valor,  $R_3 = R + \Delta R$ ,  $R_4 = R$ . Inicialmente todas las resistencias tienen el mismo valor, pero cuando el  $\Delta R$  que simula la PT100 empieza a variar, causa un desbalance en el circuito que provoca un voltaje a la salida del amplificador operacional, es decir, cuando  $\Delta R = 0$   $V_o = 0$  desde un punto de vista ideal.

Al voltaje de salida medido  $V_{XMM1}$  hay que restarle el valor del voltaje de error que es igual a 1,715 mV (que es el valor real del voltaje  $V_{XMM1}$  cuando hay equilibrio en las resistencias, es decir, todas son iguales).  $\Delta R$  tiene un rango de variación de  $400 \Omega$  el cual alcanza para cubrir de 22,78 a  $390,09 \Omega$  que es el rango equivalente en resistencia de la variación de temperatura en una PT100. La variación configurada a  $\Delta R$  en el circuito planteado en Multisim es del 1 % que traducido a resistencia es de  $14 \Omega$ .

Figura 60. **Amplificador operacional en modo común con una PT100 en el lazo de retroalimentación positiva conectada a tierra**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

Tomando como referencia el circuito de la figura 60, se puede hallar la expresión para el voltaje de salida en función del voltaje de entrada, el sensor y las resistencias externas del circuito. Usando el principio de superposición, el voltaje parcial de salida en función de  $E_2$  se llamara  $V_o'$  y el correspondiente a  $E_1$  es  $V_o''$  (ya que el circuito esta en modo común, se puede atribuir a la entrada inversora  $E_1$  y a la no inversora  $E_2$  que al final  $E_1 = E_2 = E$ ). Por lo tanto, el voltaje de salida es  $V_o = V_o' + V_o''$ . Si  $E_1 = 0$ , por simple inspección:

$$V_o' = - (R_4/R_1) * E_2$$

Si  $E_2 = 0$  y  $V^- = V^+$

$$V^- = [R_1/(R_1 + R_4)] * V_o''$$

Despejando  $V_o''$

$$V_o'' = [(R_3 + R_4)/R_3] * V^-$$

Hallando  $V^-$  en función de  $E_1$ :

$$V^- = [R_3/(R_3 + R_2)] * E_1 = V^+$$

Sustituyendo esta ecuación en  $V_o''$  se tiene:

$$V_o'' = [(R_1 + R_4)/R_1] [R_3/(R_3 + R_2)] * E_1$$

Sustituyendo  $V_o'$  y  $V_o''$  en  $V_o$ :

$$V_o = E [(R_3/R_1) * \{(R_1 + R_4)/(R_3 + R_2)\} - (R_4/R_1)]$$

Que es la expresión que define el voltaje de salida en función de la entrada de modo común E. Si se considera que  $R_2 = R_1$ ;  $R_3 = R + \Delta R$  y  $R_4 = R$ , entonces  $V_o$  es igual a:

$$V_o = [\Delta R / (R + R_1 + \Delta R)] * E$$

#### 6.1.13.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 60, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte, al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

- Deducir detalladamente la expresión que define el voltaje de salida  $V_o$  en función del voltaje de entrada E y las resistencias del circuito de la figura 60.

Partiendo del análisis que se hizo en el laboratorio anterior, se observa que el voltaje aplicado a la entrada no inversora del amplificador es la caída de tensión que hay entre  $R_3$  y tierra. Por lo que, para conocer el voltaje aplicado a esta entrada se define la siguiente expresión:

$$V^+ = \frac{R_2 E}{R_2 + R_3}$$

Al analizar el circuito de la figura 60, se observa que, debido a la realimentación negativa del amplificador, se pueden definir las siguientes igualdades  $V = V^+ = V^-$  y las corrientes  $I_{R_1} = I_{R_4}$ , por lo que:

$$\frac{E - V}{R_1} = \frac{V - V_o}{R_4}$$

Al despejar  $V_o$  de la ecuación anterior:

$$V_o = V \left( 1 + \frac{R_4}{R_1} \right) - \frac{R_4}{R_1} E$$

Al sustituir  $V$  en la ecuación anterior:

$$V_o = \frac{R_3 E}{R_2 + R_3} \left( \frac{R_1 + R_4}{R_1} \right) - \frac{R_4}{R_1} E$$

Al simplificar:

$$V_o = E \left[ \frac{R_3}{R_1} \left( \frac{R_1 + R_4}{R_2 + R_3} \right) - \frac{R_4}{R_1} \right]$$

- Simplificar detalladamente la expresión obtenida en el ejercicio anterior, considerando que  $R_2 = R_1$ ;  $R_3 = R + \Delta R$ ; y  $R_4 = R$ .

$$V_o = E \left[ \frac{R + \Delta R}{R_1} \left( \frac{R_1 + R}{R_1 + R + \Delta R} \right) - \frac{R}{R_1} \right]$$

Al simplificar:

$$V_o = E \left( \frac{\Delta R R_1}{R_1 (R_1 + R + \Delta R)} \right)$$

$$V_o = E \left( \frac{\Delta R}{R_1 + R + \Delta R} \right)$$

- Hacer un cuadro en Excel con cuatro columnas cuyos títulos son: resistencia PT100 ( $R_{PT100} = \% R_3 - 1008$ ), voltaje de salida real  $V_{XMM1}$ , voltaje de salida teórico  $V_o = E * [(R_3/R_2) * \{(R_2 + R_4)/(R_3 + R_1)\} - R_4/R_2]$ , y voltaje de salida simplificado  $V_{os} = [\Delta R / (R + R_1 + \Delta R)] * E$ . Ejecutar la simulación en Multisim. Hacer variaciones a  $R_3$  del 1 % cada una del 72 al 100 % con la tecla “A”. Mida el voltaje de salida real  $V_{XMM1}$  con el voltímetro XMM1 (doble clic al medidor para visualizar el resultado que se necesita y anotarlo donde corresponda). Detener la simulación.

Tabla XIX. **Datos obtenidos de la simulación del circuito de la figura 60**

Rpt	Vxmm1	Vo
72%	2,7370	2,7357
73%	2,8010	2,7998
74%	2,8640	2,8630
75%	2,9270	2,9254
76%	2,9880	2,9869
77%	3,0490	3,0476
78%	3,1090	3,1075
79%	3,1680	3,1666
80%	3,2260	3,2249
81%	3,2840	3,2824
82%	3,3400	3,3392
83%	3,3970	3,3953
84%	3,4520	3,4506
85%	3,5070	3,5052
86%	3,5600	3,5592
87%	3,6140	3,6124
88%	3,6660	3,6650
89%	3,7180	3,7170
90%	3,7690	3,7682
91%	3,8200	3,8189
92%	3,8700	3,8689
93%	3,9200	3,9184
94%	3,9680	3,9672
95%	4,0170	4,0154
96%	4,0640	4,0631
97%	4,1110	4,1102
98%	4,1580	4,1568
99%	4,2040	4,2028
100%	4,2490	4,2482

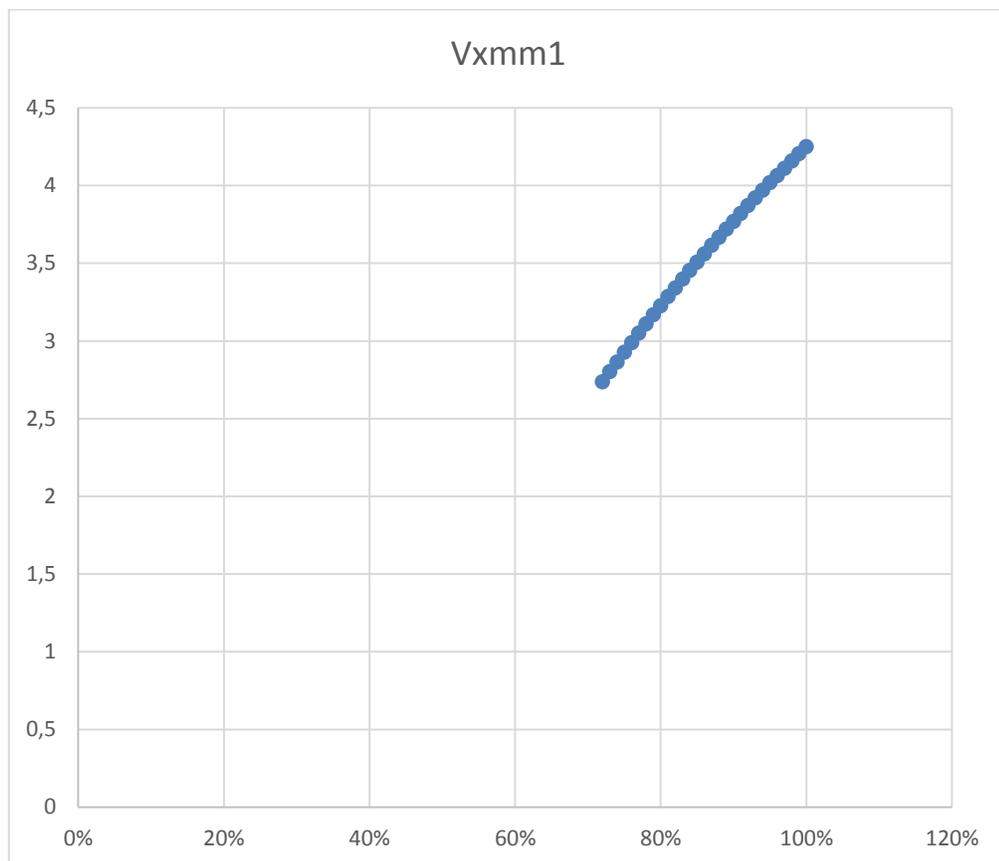
Fuente: elaboración propia.

- Comparar el resultado del voltaje real  $V_{XMM1}$  con los cálculos teóricos de  $V_o$ .

Se observa que los valores calculados se aproximan con los datos medidos en la simulación del circuito en Multisim.

- Grafique  $V_{XMM1}$  contra  $R_{PT100}$ .

Figura 61. **Gráfica obtenida de la tabla XIX,  $V_{xmm1}$  contra %Rpt**



Fuente: elaboración propia.

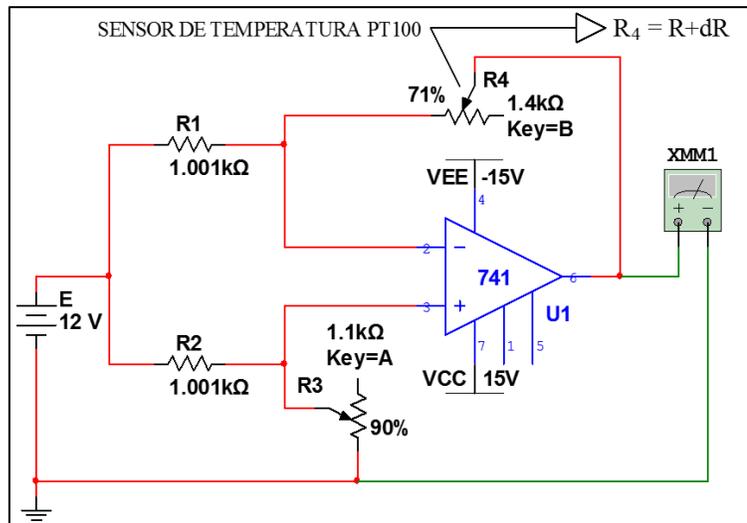
#### 6.1.14. Laboratorio 6.6

Un PT100 es un sensor de temperatura, el cual consiste en un alambre de platino que a 0 °C tiene 100  $\Omega$  y que al aumentar la temperatura aumenta su resistencia eléctrica.

Un PT100 es un tipo particular de dispositivo termoresistivo (RTD). Para el desarrollo de este laboratorio se diseña un circuito tomando en cuenta que este sensor funciona en un rango de temperatura de  $-190$  a  $849$  °C y resistencia de  $22,78$  a  $390,09$   $\Omega$ . La PT100 se simula con el potenciómetro  $R_4$  cuyo valor es igual a  $994 + \Delta R$ . Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  tienen el mismo valor,  $R_3 = R$ ,  $R_4 = R + \Delta R$ . Inicialmente todas las resistencias tienen el mismo valor, pero cuando el  $\Delta R$  que simula la PT100 empieza a variar causa un desbalance en el circuito que provoca un voltaje a la salida del amplificador operacional, es decir, cuando  $\Delta R = 0$   $V_o = 0$  desde un punto de vista ideal.

Al voltaje de salida medido  $V_{XMM1}$  hay que restarle el valor del voltaje de error que es igual a  $1,715$  mV (que es el valor real del voltaje  $V_{XMM1}$  cuando hay equilibrio en las resistencias, es decir, todas son iguales).  $\Delta R$  tiene un rango de variación de  $400$   $\Omega$  el cual alcanza para cubrir de  $22,78$  a  $390,09$   $\Omega$  que es el rango equivalente en resistencia de la variación de temperatura en una PT100. La variación configurada a  $\Delta R$  en el circuito planteado en Multisim es del 1 % que traducido a resistencia es de casi  $14$   $\Omega$ .

Figura 62. **Amplificador operacional en modo común con una PT100 conectada en el lazo de retroalimentación negativa y resistencias externas desiguales**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

Tomando como referencia el circuito de la figura 62, se puede hallar la expresión para el voltaje de salida en función del voltaje de entrada, el sensor y las resistencias externas del circuito. Usando el principio de superposición, el voltaje parcial de salida en función de  $E_2$  se llamará  $V_o'$  y el correspondiente a  $E_1$  es  $V_o''$  (ya que el circuito está en modo común, se puede atribuir a la entrada inversora  $E_1$  y a la no inversora  $E_2$  que al final  $E_1 = E_2 = E$ ). Por lo tanto, el voltaje de salida es  $V_o = V_o' + V_o''$ .

Si  $E_1 = 0$ , por simple inspección,

$$V_o' = - (R_4/R_1) * E_2$$

Si  $E_2 = 0$  y  $V^- = V^+$

$$V^- = [R_1/(R_1 + R_4)] * V_o''$$

Despejando  $V_o''$ :

$$V_o'' = [(R_1 + R_4)/R_1] * V^-$$

Hallando  $V^-$  en función de  $E_1$ :

$$V^- = [R_3/(R_3 + R_1)] * E_1 = V^+$$

Sustituyendo esta ecuación en  $V_o''$  se tiene:

$$V_o'' = [(R_1 + R_4)/R_1] [R_3/(R_3 + R_2)] * E_1$$

Sustituyendo  $V_o'$  y  $V_o''$  en  $V_o$ :

$$V_o = E [(R_3/R_1) * \{(R_1 + R_4)/(R_3 + R_2)\} - (R_4/R_1)]$$

Que es la expresión que define el voltaje de salida en función de la entrada de modo común  $E$ . Si consideramos que  $R_2 = R_1$ ;  $R_3 = R$  y  $R_4 = R + \Delta R$ , entonces  $V_o$  es igual a:

$$V_o = -E * [\Delta R / (R + R_1)]$$

#### 6.1.14.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 62, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte, al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

- Hacer un cuadro en Excel con tres columnas cuyos títulos son resistencia PT100 ( $R_{PT100} = \%R_4 - 994$ ), voltaje de salida real  $V_{XMM1}$ , voltaje de salida teórico  $V_o = E [(R_3/R_1)*\{(R_1 + R_4)/(R_3 + R_2)\} - (R_4/R_1)]$ . Ejecutar la simulación en Multisim. Hacer variaciones a  $R_4$  del 1 % cada una del 71 al 100 % con la tecla “B”. Medir el voltaje de salida real  $V_{XMM1}$  con el voltímetro XMM1 (doble clic al medidor para visualizar el resultado que se necesita y anotarlo donde corresponda). Detener la simulación.
  - Comparar el resultado del voltaje real  $V_{XMM1}$  con los cálculos teóricos de  $V_o$ .

Tabla XX. **Datos obtenidos de la simulación del circuito en Multisim figura 62**

Rpt100 (%)	Vxmm1 (V)	Vo
71 %	-3,4330	-3,4352
72 %	-3,5420	-3,5435
73 %	-3,6500	-3,6518
74 %	-3,7580	-3,7602
75 %	-3,8670	-3,8685
76 %	-3,9750	-3,9768
77 %	-4,0830	-4,0851
78 %	-4,1910	-4,1934
79 %	-4,3000	-4,3017
80 %	-4,4080	-4,4101
81 %	-4,5160	-4,5184
82 %	-4,6250	-4,6267
83 %	-4,7330	-4,7350
84 %	-4,8410	-4,8433
85 %	-4,9500	-4,9516
86 %	-5,0580	-5,0600
87 %	-5,1660	-5,1683
88 %	-5,2740	-5,2766
89 %	-5,3830	-5,3849
90 %	-5,4910	-5,4932
91 %	-5,5990	-5,6015
92 %	-5,7080	-5,7099
93 %	-5,8160	-5,8182

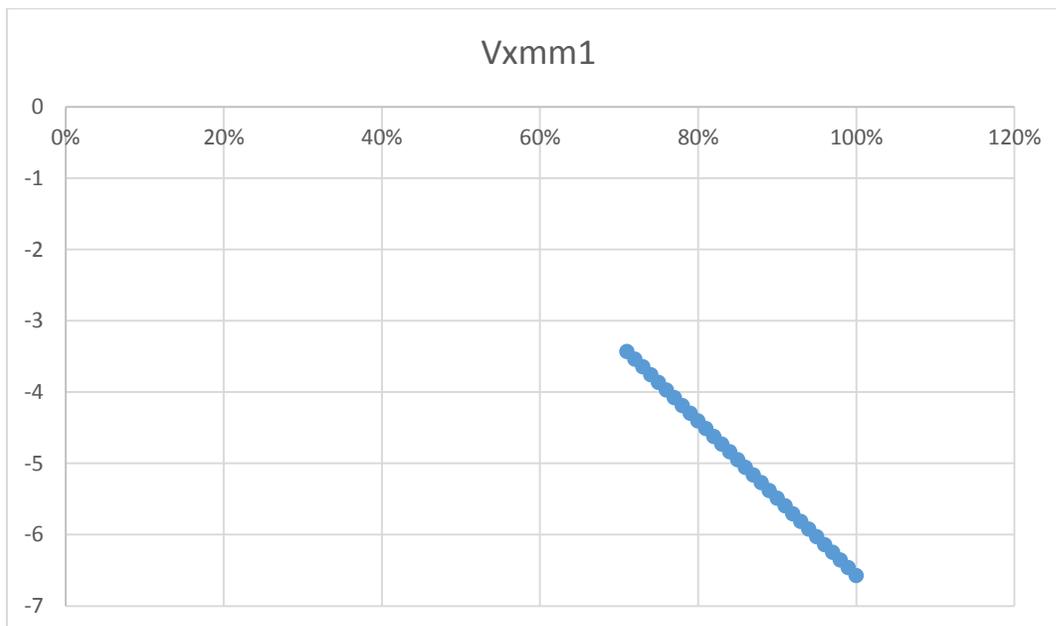
Continuación de la tabla XX.

94 %	-5,9240	-5,9265
95 %	-6,0330	-6,0348
96 %	-6,1410	-6,1431
97 %	-6,2490	-6,2515
98 %	-6,3580	-6,3598
99 %	-6,4660	-6,4681
100 %	-6,5740	-6,5764

Fuente: elaboración propia.

- Graficar  $V_{XMM1}$  contra  $R_{PT100}$ .

Figura 63. **Gráfica obtenida de la tabla XX,  $V_{XMM1}$  contra  $R_{PT100}$**



Fuente: elaboración propia.

- Describir las conclusiones de cada uno de los ejercicios realizados.

Como se observa en la figura, el resultado de la tensión a la salida de la configuración del amplificador es lineal.

### 6.1.15. Sumador y restador

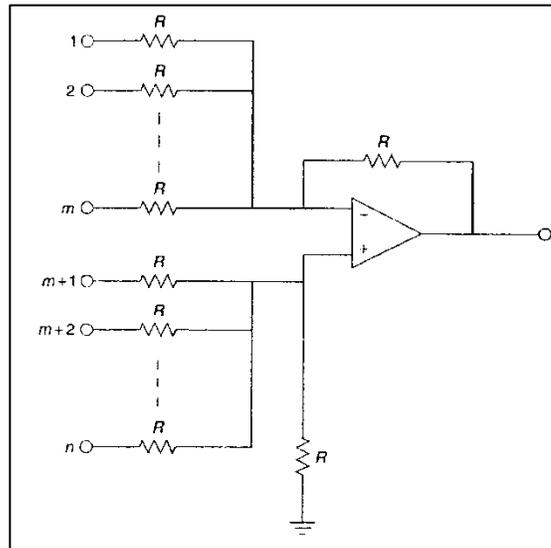
Si los amplificadores sumadores inversor y no inversor se combinan utilizando la topología del amplificador diferencia, se obtiene un sumador/restador. Normalmente, todas las resistencias en un circuito sumador/restador tienen el mismo valor. En la figura 64 se muestra un típico circuito sumador/restador. Las entradas inversoras están numeradas desde uno hasta  $m$ , y las entradas no inversoras están numeradas desde  $m + 1$  hasta  $n$ . El circuito se puede analizar combinando los cálculos anteriores obtenidos en las ecuaciones 62 a 64 y aplicando el teorema de superposición.

Cuando todas las resistencias son iguales, los pesos de entrada son igual a la unidad y la salida se calcula a partir de la siguiente expresión:

$$V_o = \sum_{i=m+1}^n V_{i_i} - \sum_{j=1}^m V_{i_j} \quad [\text{Ec. 65}]$$

En esencia, se puede pensar en la tensión de salida como el resultado de restar la suma de las entradas inversoras de la suma de las entradas no inversoras.

Figura 64. **Circuito sumador/restador**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 123.

### 6.1.16. Laboratorio 6.7

En este ejercicio se tiene el caso en el que el amplificador diferencial debe discriminar entre dos señales diferentes en sus entradas, una conectada en modo común y la otra como señal diferencial. Además de las señales a la entrada, también se tiene una configuración externa de cuatro resistencias, las de retroalimentación  $R_f$  y  $R'_f$  y las de entrada  $R_i$  y  $R'_i$ , como se muestra en el circuito planteado en el entorno de Multisim.

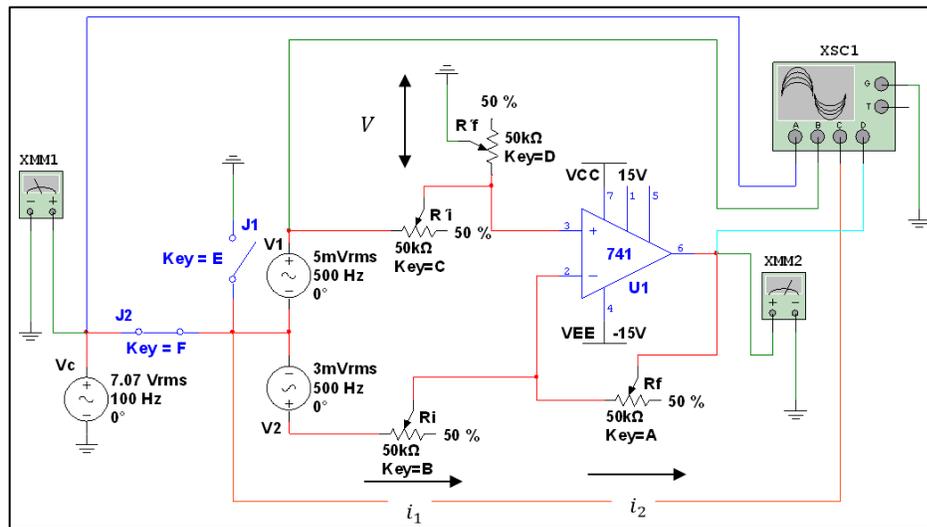
En cualquier configuración de amplificador con entrada diferencial se requiere eliminar por completo las señales de modo común y mantener o amplificar las señales de modo diferencial, por lo que en este ejercicio se plantea un circuito en el que, mediante variaciones realizadas a las resistencias

individualmente, se tratará de comprobar si con cierto valor específico de las mismas se logra el mejor rechazo de modo común en el circuito planteado.

### 6.1.16.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 65, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte, al cual también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas y análisis realizados.

Figura 65. **Combinación del modo común y diferencial en un AOP diferencial balanceado**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Obtener la expresión que define el voltaje de salida  $V_o$  en función de las variables  $V_c$ ,  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $R_i$ ,  $R_f$ ,  $R'_i$ , y  $R'_f$ .

Para encontrar la expresión del voltaje de salida, se parte de los siguientes conceptos, el voltaje que se le aplica a la entrada no inversora del amplificador es el voltaje aplicado entre el resistor  $R'_f$  y tierra. Por lo tanto, para encontrar ese voltaje se aplica un divisor de tensión:

$$V = \frac{R'_f(V_1 + V_2)}{R'_i + R'_f}$$

Al analizar el circuito, se observa que existe una tensión en común que alimenta a los dos ramales, por lo cual el voltaje aplicado a cada ramal se debe sumar con el voltaje que se encuentra en cada uno de ellos. Por lo que, teniendo la ecuación del voltaje que se le aplica a la entrada no inversora del amplificador, se establecen las siguientes relaciones, además se debe tomar en cuenta que gracias a la realimentación negativa se pueden establecer las siguientes condiciones que facilitarán la resolución del ejercicio:

$$V^+ = V^- = V$$

$$i^+ = i^- = 0$$

Sabiendo que las dos entradas del amplificador la corriente es igual a cero, se puede decir, por la ley de corrientes de Kirchoff:

$$i_1 = i_2$$

Por lo que las corrientes se pueden expresar de la siguiente forma:

$$\frac{(V_c + V_2) - \frac{R'_f(V_c + V_1)}{R'_i + R'_f}}{R_i} = \frac{\frac{R'_f(V_c + V_1)}{R'_i + R'_f} - V_o}{R_f}$$

Al despejar  $V_o$  de la ecuación anterior:

$$V_o = \frac{R'_f(V_c + V_1)}{R'_i + R'_f} \left( \frac{R_f}{R_i} + 1 \right) - \frac{R_f}{R_i} (V_c + V_2)$$

Asumiendo que  $R_f = R'_f$  y  $R_i = R'_i$ , la expresión se puede simplificar:

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} (V_c + V_1) - \frac{R_f}{R_i} (V_c + V_2)$$

Por lo que al factorizar, la expresión final queda:

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} [(V_c + V_1) - (V_c + V_2)]$$

- Hacer una tabla de Excel con las variables  $V_{OD}$ ,  $V_{oc}$ ,  $G_D$ ,  $G_c$  y  $CMRR$ . Dado el circuito con los valores iniciales  $V_1 = 5$  mVrms,  $V_2 = 3$  mVrms, frecuencia = 1 KHz;  $V_c = 7,07$  Vrms y frecuencia = 100 Hz;  $R_i = R_f = R'_i = R'_f = 25$  K $\Omega$ . Hacer los siguientes cálculos teóricamente y escribir el resultado de cada variable calculada en la tabla de Excel.
  - Calcular el valor del voltaje de salida diferencial  $V_{OD}$  debido al voltaje diferencial  $V_1 - V_2$ .

Al analizar el circuito, esto se puede hacer sustituyendo los valores de este circuito en la expresión que se encontró en el laboratorio 6.2:

$$V_{OD} = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \left(\frac{R'_f V_1}{R'_i + R'_f}\right) - \frac{R_f V_2}{R_i}$$

Al sustituir los datos:

$$V_{OD} = \left(1 + \frac{25 \text{ K}\Omega}{25 \text{ K}\Omega}\right) \left(\frac{25 \text{ K}\Omega * 3 \text{ mV}}{25 \text{ K}\Omega + 25 \text{ K}\Omega}\right) - \frac{25 \text{ K}\Omega * 3 \text{ mV}}{25 \text{ K}\Omega + 25 \text{ K}\Omega} = 2 \text{ mV}$$

- Calcular el valor de la ganancia diferencial  $G_D$  ( $G_D = V_{OD}/(V_1 - V_2)$ ).

$$G_D = \frac{2 \text{ mV}}{(5 - 3) \text{ mV}} = 1$$

- Calcular el valor del voltaje de salida  $V_{oc}$  debido al voltaje de modo común  $V_c$ .

Al sustituir los valores en la expresión que se encontró en el inciso anterior:

$$V_{oc} = \frac{25 \text{ K}\Omega}{25 \text{ K}\Omega} [(7,07 + 5) \text{ mV} + (7,07 + 3) \text{ mV}] = 2 \text{ mV}$$

- Calcular el valor de la ganancia de modo común  $G_c$  ( $G_c = V_{oc}/V_c$ ).

$$G_c = \frac{2 \text{ mV}}{2 \text{ mV}} = 1$$

- ¿Cuál es el valor del voltaje  $V_o$  debido al voltaje diferencial y al de modo común ( $V_o = V_{oD} + V_{oc}$ )?

$$V_o = (2 + 2) \text{ mV} = 4 \text{ mV}$$

- Calcular el valor del CMRR para esta configuración ( $\text{CMRR} = G_D/G_c$ ). ¿Cuál es el valor del CMRR en decibeles ( $\text{CMRR}_{\text{DB'S}} = 20 \text{ Log } (G_D/G_c)$ )?

$$\text{CMRR} = \frac{1 \text{ mV}}{1 \text{ mV}} = 1$$

$$\text{CMRR}_{\text{DB'S}} = 20 * \text{Log} \left( \frac{G_D}{G_c} \right) = 20 * \text{Log} \left( \frac{1 \text{ mV}}{1 \text{ mV}} \right) = 0 \text{ dB}$$

- Obtener las mismas variables calculadas teóricamente en el inciso anterior mediante la simulación planteada en Multisim.
  - Para medir el voltaje  $V_{oD}$  y la ganancia  $G_D$  diferencial, cerrar el interruptor J1 con la tecla “E”. El interruptor J2 debe permanecer abierto. El voltaje  $V_{oD}$  se mide con el multímetro XMM2 y  $G_D = V_{oD}/(V_1 - V_2)$ .

$$V_{oD} = 2 \text{ mV}$$

$$G_D = \frac{2 \text{ mV}}{(5 - 3) \text{ mV}} = 1$$

- Para medir el voltaje  $V_{oc}$  y la ganancia  $G_c$  diferencial, cerrar el interruptor J2 con la tecla “F”. El interruptor J1 debe permanecer

abierto. El voltaje  $V_{oc}$  se mide con el multímetro XMM2 y  $G_c = V_{oc}/V_c$ .

$$V_{oc} = 2,008 \text{ mV}$$

$$G_c = \frac{2,008 \text{ mV}}{2 \text{ mV}} = 1,004$$

- Dadas las mediciones de los voltajes  $V_{oc}$  y  $V_{oD}$ , determinar el valor del voltaje total  $V_o$ .  $V_o = V_{oD} + V_{oc}$ .

$$V_o = (2 + 2,008) \text{ mV} = 4,008 \text{ mV}$$

- Dados los valores medidos en Multisim, obtener el valor del CMRR. ¿Cuál es el valor del CMRR en decibeles? Utilizar las mismas ecuaciones del segundo ejercicio.

$$CMRR_{DBIS} = 20 * \text{Log} \left( \frac{G_D}{G_c} \right) = 20 * \text{Log} \left( \frac{1 \text{ mV}}{1,004 \text{ mV}} \right) = 0,03467 \text{ dB}$$

- Dados  $V_1 = 5 \text{ mVrms}$ ,  $V_2 = 3 \text{ mVrms}$ ,  $V_c = 7,07 \text{ Vrms}$ ,  $R_f = R'_i = R'_f = 25 \text{ K}\Omega$  (que es el 50 % del valor total del potenciómetro). Hacer una tabla en Excel con  $R_i$ ,  $R_f$ ,  $R'_i$ ,  $R'_f$ , y  $V_o$ . Ejecutar la simulación, dejar constante el valor de  $R_f$ ,  $R'_i$  y  $R'_f$ . Cerrar los *switches* J1 y J2. A  $R_i$  (con la tecla "B") hágale variaciones del 1 % cada una en el rango de 40 a 60 % y hacer lo siguiente:
  - Por cada variación de  $R_i$  medir con el multímetro XMM2 el valor de  $V_o$  a la salida y anotar sus resultados en la tabla. Luego cerrar el multímetro.

Tabla XXI. Valores de la simulación en Multisim

Valor de R'f (%)	Valor de Rf (%)	Valor de R'i (%)	Valor de Ri (%)	Valor de Vo mV
50 %	50 %	50 %	40 %	441,861
50 %	50 %	50 %	41 %	388,104
50 %	50 %	50 %	42 %	336,782
50 %	50 %	50 %	43 %	287,847
50 %	50 %	50 %	44 %	241,137
50 %	50 %	50 %	45 %	196,503
50 %	50 %	50 %	46 %	153,812
50 %	50 %	50 %	47 %	112,938
50 %	50 %	50 %	48 %	73,773
50 %	50 %	50 %	49 %	36,226
50 %	50 %	50 %	50 %	2,002
50 %	50 %	50 %	51 %	34,618
50 %	50 %	50 %	52 %	67,915
50 %	50 %	50 %	53 %	99,973
50 %	50 %	50 %	54 %	130,848
50 %	50 %	50 %	55 %	160,602
50 %	50 %	50 %	56 %	189,295
50 %	50 %	50 %	57 %	216,981
50 %	50 %	50 %	58 %	243,712
50 %	50 %	50 %	59 %	269,487
50 %	50 %	50 %	60 %	294,496

Fuente: elaboración propia.

- Considerando los mismos valores iniciales y las mismas variables del ejercicio anterior, repetir dicho ejercicio tomando las consideraciones siguientes:
  - Los valores de Ri, R'i, y R'f deben ser constantes. Las variaciones indicadas deben realizarse sobre Rf (utilizar la tecla "A").

Tabla XXII. **Valores obtenidos para el para variación de Rf**

Valor de R'f (%)	Valor de Rf (%)	Valor de R'i (%)	Valor de Ri (%)	Valor de Vo mV
50 %	40 %	50 %	50 %	353,408
50 %	41 %	50 %	50 %	317,982
50 %	42 %	50 %	50 %	282,710
50 %	43 %	50 %	50 %	247,305
50 %	44 %	50 %	50 %	212,012
50 %	45 %	50 %	50 %	176,664
50 %	46 %	50 %	50 %	141,317
50 %	47 %	50 %	50 %	105,971
50 %	48 %	50 %	50 %	70,631
50 %	49 %	50 %	50 %	35,309
50 %	50 %	50 %	50 %	2,003
50 %	51 %	50 %	50 %	35,504
50 %	52 %	50 %	50 %	70,789
50 %	53 %	50 %	50 %	106,167
50 %	54 %	50 %	50 %	141,512
50 %	55 %	50 %	50 %	176,859
50 %	56 %	50 %	50 %	212,207
50 %	57 %	50 %	50 %	247,557
50 %	58 %	50 %	50 %	282,905
50 %	59 %	50 %	50 %	318,254
50 %	60 %	50 %	50 %	353,603

Fuente: elaboración propia.

- Los valores de Ri, Rf, y R'f deben ser constantes. Las variaciones indicadas deben realizarse sobre R'i (utilizar la tecla "C").

Tabla XXIII. **Valores obtenidos de Multisim para la ecuación de R'i**

Valor de R'f (%)	Valor de Rf (%)	Valor de R'i (%)	Valor de Ri (%)	Valor de Vo mV
50 %	50 %	40%	50%	392,679
50 %	50 %	41%	50%	349,518
50 %	50 %	42%	50%	307,296
50 %	50 %	43%	50%	265,982
50 %	50 %	44%	50%	225,547
50 %	50 %	45%	50%	185,964
50 %	50 %	46%	50%	147,206
50 %	50 %	47 %	50 %	109,251
50 %	50 %	48 %	50 %	72,074

Continuación de la tabla XXIII.

50 %	50 %	49 %	50 %	35,667
50 %	50 %	50 %	50 %	2,001
50 %	50 %	51 %	50 %	35,152
50 %	50 %	52 %	50 %	69,436
50 %	50 %	53 %	50 %	103,046
50 %	50 %	54 %	50 %	136,068
50 %	50 %	55 %	50 %	168,437
50 %	50 %	56 %	50 %	200,195
50 %	50 %	57 %	50 %	231,36
50 %	50 %	58 %	50 %	261,949
50 %	50 %	59 %	50 %	291,976
50 %	50 %	60 %	50 %	321,365

Fuente: elaboración propia.

- Los valores de  $R_i$ ,  $R_f$ , y  $R'_i$  deben ser constantes. Las variaciones indicadas deben realizarse sobre  $R'_f$  (utilizar la tecla “D”).

Tabla XXIV. **Valores obtenidos en Multisim para la variación de  $R'_f$**

Valor de $R'_f$ (%)	Valor de $R_f$ (%)	Valor de $R'_i$ (%)	Valor de $R_i$ (%)	Valor de $V_o$ mV
40 %	50 %	50 %	50 %	392,859
41 %	50 %	50 %	50 %	349,699
42 %	50 %	50 %	50 %	307,478
43 %	50 %	50 %	50 %	266,165
44 %	50 %	50 %	50 %	225,731
45 %	50 %	50 %	50 %	186,102
46 %	50 %	50 %	50 %	147,383
47 %	50 %	50 %	50 %	109,438
48 %	50 %	50 %	50 %	72,235
49 %	50 %	50 %	50 %	35,855
50 %	50 %	50 %	50 %	2,001
51 %	50 %	50 %	50 %	34,955
52 %	50 %	50 %	50 %	69,242
53 %	50 %	50 %	50 %	102,88
54 %	50 %	50 %	50 %	135,874
55 %	50 %	50 %	50 %	168,241
56 %	50 %	50 %	50 %	199,941
57 %	50 %	50 %	50 %	231,156
58 %	50 %	50 %	50 %	261,692
59 %	50 %	50 %	50 %	291,777
60 %	50 %	50 %	50 %	321,258

Fuente: elaboración propia.

### **6.1.17. Laboratorio 6.8**

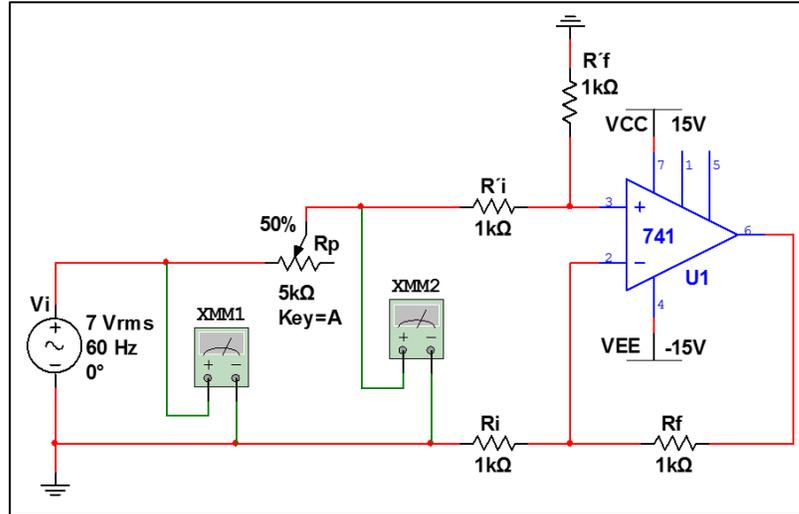
Para este laboratorio se tiene una configuración de cuatro resistencias externas para el circuito del AOP diferencial básico, de tal forma que se tiene la mejor respuesta al rechazo de modo común. Sin embargo, el valor de la impedancia de entrada es demasiado bajo, ya que a medida que se logra un equilibrio en las resistencias  $R_f$  y  $R'_f$  y las  $R_i$  y  $R'_i$ , también se empeora la impedancia de entrada para dicho circuito.

Para calcular experimentalmente la impedancia de entrada se usará el siguiente principio: cuando dos resistencias son del mismo valor, están conectadas en serie y ambas comparten la misma fuente de voltaje, la caída del voltaje en cada una de ellas es la mitad del voltaje aplicado. En este caso, una de las dos resistencias mencionadas será un potenciómetro  $R_p$  y con la simulación en ejecución se harán variaciones de tal forma que se cumpla el valor de caída de voltaje requerido.

#### **6.1.17.1. Instrucciones**

Dado el circuito de la figura 66, hacer lo que se pide y deje memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte, al cual también se deberá agregar las conclusiones de las prácticas y análisis realizados.

Figura 66. **Medición de la impedancia de entrada en un AOP diferencial balanceado**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Dado el circuito anterior, obtener una expresión para el voltaje de salida del mismo en función de las variables  $R_i$ ,  $R'_i$ ,  $R_f$ ,  $R'_f$ ,  $R_p$  y  $V_i$ ; simplificar la expresión considerando que  $R_i = R_f = R'_i = R'_f$ .

Al analizar el circuito de la figura 66, se observa que a la entrada no inversora del amplificador se le aplica el voltaje que se tiene entre el nodo de la resistencia  $R'_f$  y tierra, por lo que se puede aplicar un divisor de voltaje:

$$V = \frac{V_i(R'_f)}{R_p + R'_i + R'_f}$$

Después de conocer el voltaje que se le aplica a la entrada no inversora del amplificador, se pueden aplicar los siguientes conceptos para solucionar el problema y encontrar  $V_o$ , por lo que se aplica lo siguiente:

$$I_{R_i} = I_{R_f}$$

Al expresar las ecuaciones anteriores en forma de la ley de Ohm se pueden escribir de la siguiente forma:

$$\frac{0 - V}{R_i} = \frac{V - V_o}{R_f}$$

Al hacer un análisis más profundo se puede llegar a la conclusión de que, debido a la realimentación negativa en la cual se encuentra conectado el circuito, se aplica el principio de corto circuito virtual, por lo que  $V^+ = V^- = V$ . Además, las corrientes  $i^+ = i^- = 0$ . La igualdad de corrientes descritas anteriormente, confirma la igualdad entre la corriente  $I_{R_i}$  e  $I_{R_f}$ , ya que, si la corriente a la entrada inversora del amplificador por la ley de corrientes de Kirchhoff, se puede asumir que estas tienen la misma magnitud. Partiendo de estos conceptos de la ecuación anterior se despeja  $V_o$ , quedando la expresión de la siguiente forma:

$$V_o = V \left( 1 + \frac{R_f}{R_i} \right)$$

Al sustituir el valor de  $V$ , que es la expresión equivalente al divisor de tensión que se encontró anteriormente:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \left(\frac{V_i(R'_f)}{R_p + R'_i + R'_f}\right)$$

- Obtener la impedancia de entrada del circuito propuesto en Multisim siguiendo el procedimiento descrito a continuación, dada la resistencia  $R_p$  en serie con el circuito al cual se le va a medir su impedancia de entrada. Ejecutar la simulación.
  - Hacerle variaciones a  $R_p$  (con la letra "A"), de tal forma que la caída de voltaje en la misma medida con el multímetro XMM2 sea exactamente igual a la mitad del voltaje aplicado, es decir,  $V_{XMM2} = V_{XMM1}/2$ . Hacer doble clic a los multímetros para visualizar el valor de los voltajes requeridos.
  - El valor que haya adquirido la resistencia variable al hacer la igualación  $V_{XMM2} = V_{XMM1}/2$ , será el valor de la resistencia interna o impedancia de entrada del instrumento o circuito bajo prueba ( $Z_i = 5 \text{ K}\Omega * \% \text{ del potenciómetro}$ ).

$$Z_i = 5 \text{ k}\Omega * 40 \% = 2 \text{ K}\Omega$$

### 6.1.18. Laboratorio 6.9

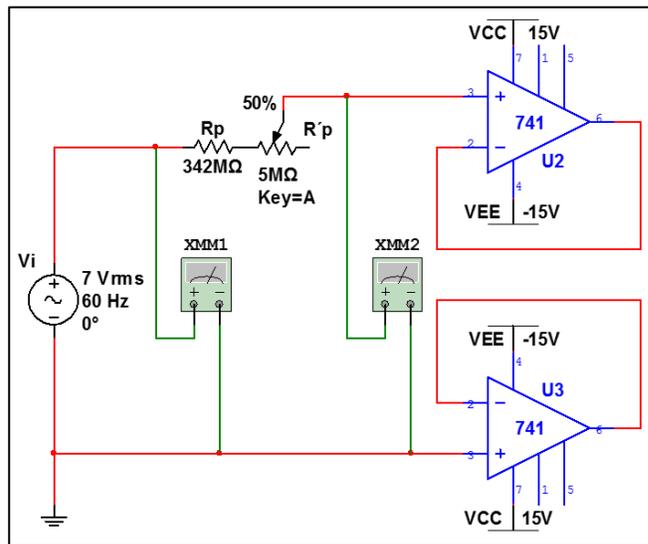
Una de las desventajas más grandes del amplificador operacional utilizado en su configuración de amplificador diferencial es su baja resistencia o impedancia de entrada. Para aumentar la impedancia de entrada, sin que esto afecte el *offset* y CCMR del circuito, se utilizan dos AOP en configuración de seguidor de voltaje, acoplados a cada una de las entradas del amplificador

diferencial. A continuación se presenta dicho bloque y se analiza la impedancia de entrada que dicho bloque presenta utilizando un AOP 741.

### 6.1.18.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 67, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte, al cual también se deberá agregar las conclusiones de las prácticas y análisis realizados.

Figura 67. **Aumento de la resistencia de entrada utilizando seguidores de voltaje**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Obtener la impedancia de entrada del circuito propuesto en Multisim, siguiendo el procedimiento descrito a continuación, dada la resistencia  $R_p + R'p$  en serie con el circuito al cual se le va a medir su impedancia de entrada. Ejecutar la simulación.

- Hacerle variaciones a  $R'_p$  (con la tecla "A") de tal forma que la caída de voltaje en el bloque de resistencias  $R_p + R'_p$  medido con el multímetro XMM2 sea exactamente igual a la mitad del voltaje aplicado, es decir,  $V_{XMM2} = V_{XMM1}/2$ . Darle doble clic a los multímetros para visualizar el valor de los voltajes requeridos.

Al hacer el uso del programa Multisim se observa que el voltaje en el medidor XMM2, se acerca al valor medio del valor de la fuente cuando el potenciómetro identificado como  $R'_p$  llega al 67 % de su valor, es decir, con un valor de  $3,35 M\Omega$

- El valor que haya adquirido la resistencia variable al hacer la igualación  $V_{XMM2} = V_{XMM1}/2$ , será el valor de la resistencia interna o impedancia de entrada del instrumento o circuito bajo prueba ( $Z_i = R_p + 5 K\Omega * \% \text{ del potenciómetro}$ ).

El valor, como se indicó en el inciso anterior, es de  $3,35 M\Omega$ .

- Describir las conclusiones de cada uno de los ejercicios realizados.

Como se observa en la simulación realizada en el programa Multisim, se puede concluir que al aumentar el número de amplificadores utilizados, aumenta también la impedancia de entrada.

#### **6.1.19. Laboratorio 6.10**

Una de las desventajas del amplificador diferencial básico es que la resistencia o impedancia de entrada es relativamente baja. Sin embargo, esta

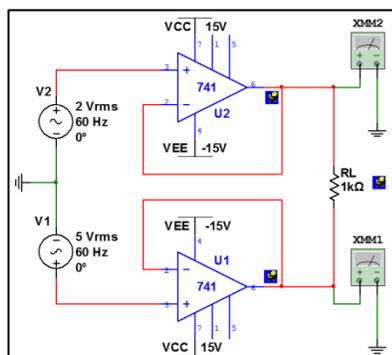
desventaja se elimina acoplando las entradas del mismo con seguidores de voltaje.

Para lograr dicho acoplamiento se utilizan dos amplificadores operacionales conectados en configuración de seguidor de voltaje. A la salida del amplificador  $U_1$  se tiene un voltaje  $V_1$  y a la salida del amplificador  $U_2$  se tiene un voltaje  $V_2$ . El voltaje de salida es igual a la diferencia entre  $V_1$  y  $V_2$  ( $V_o = V_1 - V_2$ ). El voltaje de salida de este circuito es una salida diferencial, lo que significa que la resistencia de carga  $R_L$  no está conectado a tierra y  $V_o$  solo se mide a través de  $R_L$ .

### 6.1.19.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 68, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte, al cual también se deberá agregar las conclusiones de las prácticas realizadas. En el circuito están señalados numéricamente los nodos o puntos de análisis, los cuales están señalados con un punto de color azul.

Figura 68. **Circuito con entrada y salida diferencial**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Hallar la expresión para el voltaje en el punto uno en función de la variable  $V_1$ , en el punto dos en función de la variable  $V_2$  y para el voltaje de salida en función de las variables  $V_1$  y  $V_2$ .

Al hacer análisis del circuito de la figura 67, se observa que se están acoplando dos seguidores de voltaje y, para encontrar los valores teóricos de voltaje de cada uno de ellos, solo basta con aplicar conceptos que anteriormente se han aplicado a la resolución de circuitos. Por lo que, si se toma en cuenta que  $V^+ = V^- = V$ . Para el caso de la salida del amplificador U1, se tiene que a su salida en el punto 1 el voltaje será  $V_1$ . En tanto que, para la salida del amplificador U2, la salida en el punto 2, el voltaje que se medirá será igual a  $V_2$ .

Por lo que, al analizar para la salida donde se encuentra la resistencia  $R_L$ , se puede aplicar el principio de superposición de voltaje, en donde la salida  $V_o$  se puede expresar de la siguiente forma:

$$V_o = V_1 - V_2$$

Es decir, para el análisis del circuito de la figura 67, únicamente es necesario tomar en cuenta los conceptos que se han estudiado hasta el momento.

- Dado el valor de las variables del circuito planteado en Multisim, obtener el valor teórico de los voltajes en cada uno de los puntos analizados en el ejercicio anterior.

De acuerdo al análisis realizado en el inciso anterior, para el punto 1 el voltaje queda definido de la siguiente forma:

$$V_1 = 5 V$$

Para el punto 2, el voltaje es:

$$V_2 = 2 V$$

Para el voltaje de salida:

$$V_o = V_1 - V_2 = (5 - 2) V = 3 V$$

- Según las variables calculadas teóricamente en el ejercicio anterior y con ayuda de los instrumentos de medición de Multisim, medir el valor de las variables calculadas teóricamente.

Al realizar la simulación en el programa Multisim y realizar las respectivas mediciones,

Se obtuvo lo siguiente, en el punto 1:

$$V_1 = 5 V$$

Y para el punto 2:

$$V_2 = 2 V$$

Para la salida  $V_o$ :

$$V_o = 3$$

### **6.1.20. Laboratorio 6.11**

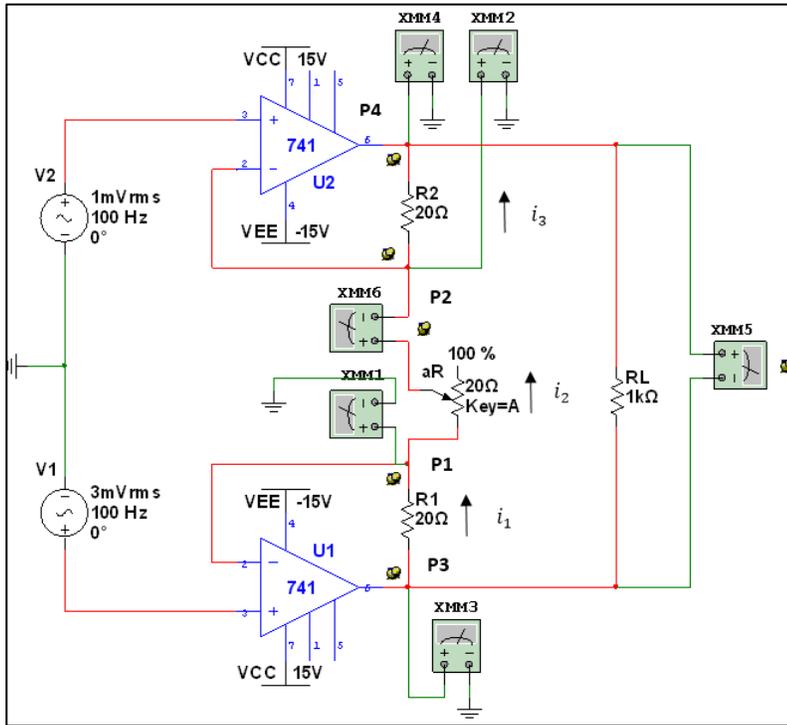
Uno de los problemas del AOP diferencial básico, es no tener ganancia ajustable. Para eliminar el problema se muestra la presente configuración, la cual contiene una resistencia variable  $aR$ .

El voltaje diferencial a la entrada de cada uno de los amplificadores es cero voltios, y el voltaje existente entre los puntos uno y dos es  $V_1 - V_2$ . La corriente a través de  $aR$  es  $I = (V_1 - V_2)/aR$ , por lo que la expresión para el voltaje de salida es  $V_o = (V_1 - V_2) (1 + 2/a)$  en donde  $a = aR/R$  y  $R = R_1 = R_2$ .

#### **6.1.20.1. Instrucciones**

Dado el circuito de la figura 68, hacer una tabla en Excel con todas las variables involucradas en el análisis. Dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte, el cual se deberá entregar al ingeniero del curso. En el circuito están señalados numéricamente los nodos o puntos de análisis mediante un punto de color azul.

Figura 69. Circuito con entrada diferencial



Fuente: Elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Hallar la expresión para el voltaje en cada uno de los puntos indicados en Multisim: punto uno, dos, tres y cuatro. También, hallar la expresión para la corriente en la resistencia aR y el voltaje de salida, todos en función de las variables  $V_1$ ,  $V_2$  y  $a$ . (La expresión del voltaje de salida es  $V_O = V_{\text{PUNTO TRES}} - V_{\text{PUNTO CUATRO}}$ ).

Para hacer el análisis del circuito se debe tomar en cuenta lo siguiente, los amplificadores se encuentran en la configuración de seguidor de voltaje. Es decir que a la salida, que se muestra como P1, el valor que le corresponde es  $V_1$  y para el punto marcado como P2, el valor del voltaje obtenido es  $V_2$ . Para continuar con el análisis, se toma en cuenta que

para los puntos P3 y P4, se les asignará el voltaje a cada nodo como  $V_3$  y  $V_4$ , respectivamente. Por lo que, a partir del circuito se plantean las siguientes igualdades:

$$i_2 = i_3$$

Al expresar la ecuación anterior en forma de la ley de Ohm:

$$\frac{V_1 - V_2}{aR} = \frac{V_2 - V_4}{R_2}$$

De la ecuación anterior se puede despejar  $V_4$ :

$$V_4 = V_2 - \frac{R_2(V_1 - V_2)}{aR}$$

Simplificando:

$$V_4 = V_2 + \frac{R_2 V_2}{aR} - \frac{R_2 V_1}{aR}$$

La siguiente relación que se puede encontrar es la siguiente:

$$i_1 = i_2$$

Al expresarlo en forma de la ley de Ohm:

$$\frac{V_3 - V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_2}{aR}$$

De la ecuación anterior se puede despejar el valor desconocido  $V_3$ :

$$V_3 = V_1 + \frac{R_1 V_1}{aR} - \frac{R_1 V_2}{aR}$$

Para encontrar el voltaje de salida se aplica el principio de superposición, el cual se expresa como:

$$V_o = V_3 - V_4$$

Al sustituir los valores encontrados con  $V_3$  y  $V_4$  en el voltaje de salida:

$$V_o = \left( V_1 + \frac{R_1 V_1}{aR} - \frac{R_1 V_2}{aR} \right) - \left( V_2 + \frac{R_2 V_2}{aR} - \frac{R_2 V_1}{aR} \right)$$

Al agrupar la ecuación, queda de la siguiente forma:

$$V_o = \left( V_1 + \frac{R_1 V_1}{aR} + \frac{R_2 V_1}{aR} \right) + \left( -V_2 - \frac{R_1 V_2}{aR} - \frac{R_2 V_2}{aR} \right)$$

$$V_o = V_1 \left( 1 + \frac{R_1}{aR} + \frac{R_2}{aR} \right) - V_2 \left( 1 + \frac{R_1}{aR} + \frac{R_2}{aR} \right)$$

Finalmente, la ecuación queda definida de la siguiente forma:

$$V_o = (V_1 - V_2) \left( 1 + \frac{R_1}{aR} + \frac{R_2}{aR} \right)$$

- Dado el valor de las variables del circuito planteado en Multisim, obtener el valor teórico de los voltajes en cada uno de los puntos analizados en el ejercicio anterior.

Para encontrar la tensión en el punto tres:

$$V_3 = 3 \text{ mV} + \frac{20 \Omega * 3 \text{ mV}}{20 \Omega} - \frac{20 \Omega * 1 \text{ mV}}{20 \Omega} = 5 \text{ mV}$$

Para encontrar la tensión en el punto cuatro:

$$V_4 = 1 \text{ mV} + \frac{20 \Omega * 1 \text{ mV}}{20 \Omega} - \frac{20 \Omega * 3 \text{ mV}}{20 \Omega} = 1 \text{ mV}$$

$$V_o = (3 - 1) \text{ mV} \left( 1 + \frac{20 \Omega}{20 \Omega} + \frac{20 \Omega}{20 \Omega} \right) = 6 \text{ mV}$$

- De acuerdo a las variables obtenidas teóricamente en los puntos analizados en el ejercicio anterior y con la ayuda de los instrumentos de medición de Multisim, medir el valor de cada una de las variables calculadas en el inciso dos.
  - Utilizar los multímetros XMM1 para medir el voltaje  $V_{\text{PUNTO UNO}}$ , XMM2 para medir el voltaje  $V_{\text{PUNTO DOS}}$ , XMM3 para medir el voltaje  $V_{\text{PUNTO TRES}}$ , XMM4 para medir el voltaje  $V_{\text{PUNTO CUATRO}}$ , y XMM5 para el voltaje diferencial de salida  $V_o$ .

Al realizar la simulación en Multisim y medir los valores correspondientes, se encuentra el primer valor, el cual es en el punto uno:

$$V_{XMM1} = 3 \text{ mV}$$

Para el punto dos:

$$V_{XMM2} = 1 \text{ mV}$$

Para el punto tres:

$$V_{XMM3} = 5 \text{ mV}$$

Para el punto cuatro:

$$V_{XMM4} = 0,9998 \text{ mV}$$

- Comparar los valores calculados teóricamente con los medidos en Multisim y determinar el porcentaje de error para cada una de las variables analizadas.

Al analizar los resultados que se obtuvieron en la simulación y al compararlos con los datos calculados teóricamente, se puede observar que el error que se encontró es mínimo, es decir que el análisis que se realizó para resolver el circuito se puede utilizar para otras aplicaciones.

## 6.2. Polarización con una única tensión de alimentación

Hasta este momento todos los circuitos de ejemplo han utilizado una fuente de alimentación bipolar, normalmente de  $\pm 15 \text{ V}$ . En ocasiones, esto puede ser problemático. Por ejemplo, puede utilizarse determinada circuitería analógica junto con un circuito predominantemente digital que funcione con una alimentación unipolar. Es posible que, en ocasiones, no sea económico crear una alimentación negativa completa sólo para excitar a uno o dos amplificadores operacionales. Aunque es posible comprar amplificadores operacionales que hayan sido diseñados específicamente para trabajar con

alimentaciones unipolares, la adición de una sencilla circuitería de polarización permitirá a casi cualquier amplificador operacional trabajar a partir de una alimentación unipolar.

La tensión de alimentación puede llegar a ser hasta dos veces mayor que la correspondiente bipolar. En otras palabras, un circuito que normalmente funcione con una alimentación de  $\pm 15 V$ , se puede configurar para que trabaje con una alimentación unipolar de  $+30 V$ , produciendo un funcionamiento similar. Se verán algunos ejemplos utilizando los amplificadores de tensión inversor y no inversor. La idea consiste en polarizar la entrada para que esté a una tensión igual a la mitad del potencial de alimentación total. Esto se puede hacer mediante un sencillo divisor de tensión.

Se puede utilizar un condensador de acoplo para aislar este potencial de continua de la etapa excitadora. Para conseguir un correcto funcionamiento, la salida del amplificador operacional también debería establecerse en el valor medio de la alimentación. Este hecho implica que la ganancia del circuito debe ser igual a la unidad. Esto puede parecer un factor limitante, pero en realidad no lo es. Lo que se tiene que recordar es que la ganancia sólo tiene que ser igual a la unidad para el funcionamiento en continua. La ganancia de alterna puede ser cualquier ganancia que se desee.

En la figura 70 se muestra un ejemplo que utiliza un amplificador de tensión no inversor. Para hacer que la ganancia de continua sea igual a la unidad sin afectar a la ganancia de alterna, se coloca el condensador  $C_3$  en serie con  $R_i$ .  $R_1$  y  $R_2$  y determinan el punto de polarización del 50 %, su combinación en paralelo determina también la impedancia de entrada. Las resistencias  $R_3$  y  $R_4$  se utilizan para impedir la descarga destructiva de los condensadores de acoplo  $C_1$  y  $C_2$  sobre el amplificador operacional. Puede que

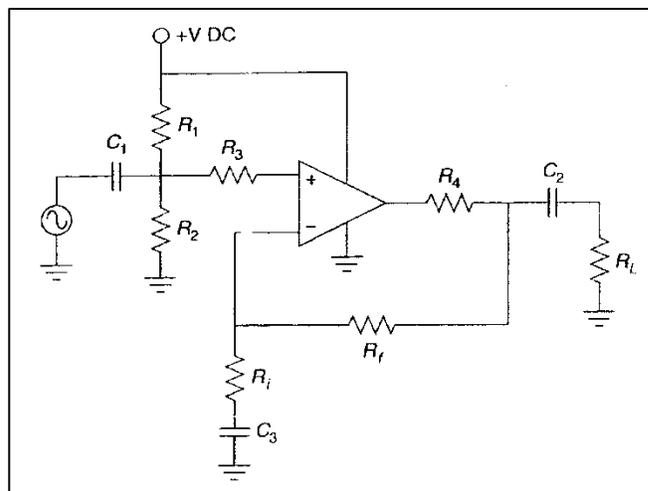
estas resistencias no sean necesarias, pero, si existen, normalmente tienen un valor de aproximadamente  $1\text{ k}\Omega$  y  $100\ \Omega$ , respectivamente. La inclusión de los condensadores da lugar a tres redes de avance. Un análisis estándar de frecuencias y la simplificación del circuito muestra que las frecuencias críticas aproximadas son:

$$f_i = \frac{1}{2\pi C_1 R_1 \parallel R_2}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi C_2 R_{carga}}$$

$$f_{f_{abk}} = \frac{1}{2\pi C_3 R_i}$$

Figura 70. **Polarización con una única fuente de alimentación en un amplificador no inversor**

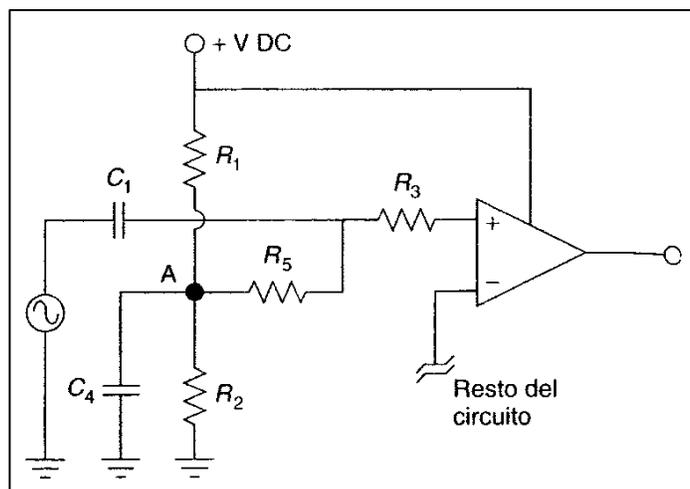


Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 126.

La red de polarización de entrada se puede mejorar utilizando el circuito de la figura 71, el cual reduce el zumbido y el ruido transmitidos desde la fuente de alimentación a la entrada del amplificador operacional. Esto se consigue creando una baja impedancia en el nodo A. Por supuesto, esto no afecta al potencial de continua.  $R_5$  determina ahora la impedancia de entrada del circuito.

Los puntos más importantes que se deben recordar son: la ganancia de tensión todavía sigue siendo  $1 + R_f/R_i$  a frecuencias medias,  $Z_i$  ahora viene determinada por las resistencias de polarización  $R_1$  y  $R_2$ , o  $R_5$ , y la respuesta ya no es plana cuando la frecuencia desciende hasta cero hercios.

Figura 71. **Polarización mejorada del circuito de la figura 70**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 126.

En la figura 72 se muestra una versión con una única fuente de alimentación para el amplificador de tensión inversor. Se utilizan las mismas técnicas básicas que en la configuración no inversora. La configuración de polarización utiliza el modelo optimizado de bajo ruido. En este caso no existe

ninguna variación en la impedancia de entrada, determinada por  $R_i$ . Las frecuencias críticas aproximadas de las redes de avance se calculan del siguiente modo:

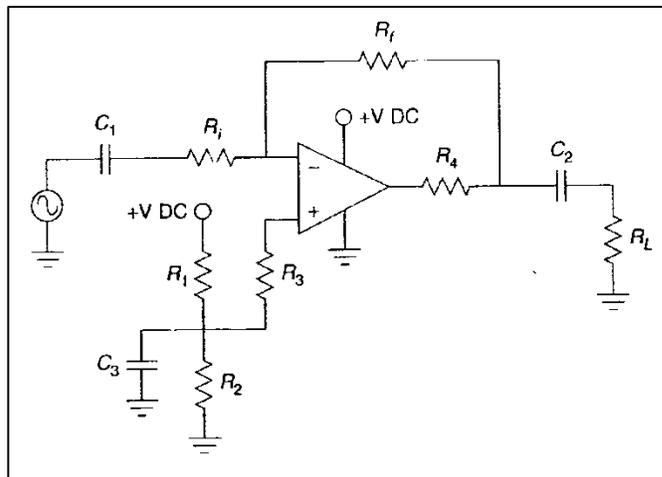
$$f_i = \frac{1}{2\pi C_1 R_i}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi C_2 R_{load}}$$

$$f_{bias} = \frac{1}{2\pi C_3 R_1 \parallel R_2}$$

Existe una similitud entre los circuitos de las figuras 72 y 70. Un simple redireccionamiento de la señal de entrada permite crear un modelo u otro.

Figura 72. **Amplificador inversor con una única fuente de alimentación**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 127.

### 6.3. Intensificación de la corriente

Como se ha descrito anteriormente, los amplificadores operacionales de propósito general generan una corriente máxima de salida de aproximadamente 20 mA, este valor es suficiente para la mayoría de los casos. Si la carga es menor que aproximadamente  $1\text{ k}\Omega$ , el amplificador operacional comenzará a recortar las señales de salida que sean muy grandes. El amplificador operacional de tipo medio no puede excitar cargas de baja impedancia. Algunos ejemplos de aplicaciones cuyas cargas no son adecuadas son los siguientes: amplificadores de distribución, pequeños amplificadores de potencia para audio y motores pequeños. Esto constituye un pequeño problema ya que, como se ha visto, estos dispositivos pueden ser muy útiles.

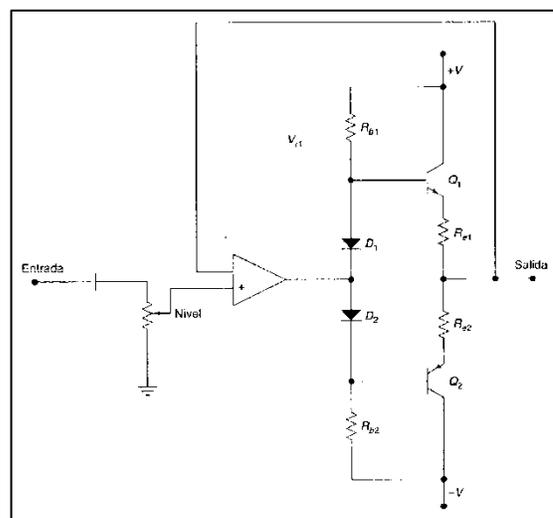
Sin embargo, existe una forma de solucionar esto. Se puede incluir una etapa de ganancia de corriente justo después del amplificador operacional. Para ello, todo lo que hay que hacer es incluir un sencillo seguidor de tipo *push-pull* de clase B o de clase AB. Este seguidor podrá generar la alta corriente que necesitan las cargas de baja impedancia. El amplificador operacional únicamente tiene que excitar la etapa de seguidor. Con el fin de incrementar la linealidad y disminuir la distorsión, el seguidor se puede colocar dentro del bucle de realimentación del amplificador operacional. Dado que el seguidor es un amplificador no inversor, no existe ningún problema para mantener la realimentación correcta.

En la figura 73 se muestra un ejemplo, este circuito es el típico de un amplificador de distribución o matriz de conmutación electrónica. Este circuito de salida tiene que excitar impedancias relativamente bajas a través de un cable con una longitud de varias decenas de metros. La excesiva capacidad de

este largo cable incrementa la demanda de corriente por encima de lo que necesitaría una carga puramente resistiva.

Los circuitos, como el mostrado en la figura 73, pueden generar corrientes de varios cientos de miliamperios o mayores. Muchas veces, se incluyen pequeñas resistencias en el emisor o en el colector como medio para limitar la corriente máxima o reducir la distorsión. Algunos fabricantes ofrecen circuitos integrados amplificadores de corriente, con el fin de simplificar el diseño. El amplificador de corriente puede reemplazar al seguidor en clase B. Cuando se necesitan corrientes más altas, puede ser necesario utilizar diseños multietapa o Darlington, también es posible proporcionar etapas de ganancia de tensión. De hecho, se han diseñado como productos de consumo de potencia para audio de este modo. En esencia, los diseñadores crean un amplificador de potencia discreto y luego lo “incluyen” dentro del bucle de realimentación de un amplificador operacional.

Figura 73. **Intensificador de corriente**



Fuente: FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. p. 128.

### 6.3.1. Laboratorio 6.12

Hay dos causas principales que limitan el uso de los AOP de propósito general a altas velocidades: el recorte y el *slew rate*. La mayoría de los amplificadores de propósito general presentan un producto ganancia-ancho de banda  $f_{o_{dB}}$  entre 1 MHz y 10 MHz y los valores de *slew rate* tienden a estar por debajo de 20 V/ $\mu$ s. Estas características hacen que no sean adecuados para aplicaciones de muy alta frecuencia.

Las distorsiones debido al *slew rate* y recorte afectan tanto señales senoidales, pulsos, y señales de cualquier tipo. Lo que se requiere para que la distorsión tenga lugar es que la variación de la señal sea más rápida que el *slew rate* del dispositivo. Si la velocidad de variación de la señal nunca es mayor que el *slew rate*, la distorsión nunca se producirá. Para una señal senoidal, la máxima frecuencia posible  $f_{max}$  sin causar distorsión a la onda de salida, se obtiene del siguiente análisis: suponer que la señal senoidal tiene una frecuencia  $f$  y una amplitud de voltaje pico  $K$ .

$$v(t) = K \text{ sen}2\pi ft$$

Entonces, la velocidad de variación del voltaje pico respecto al tiempo es:

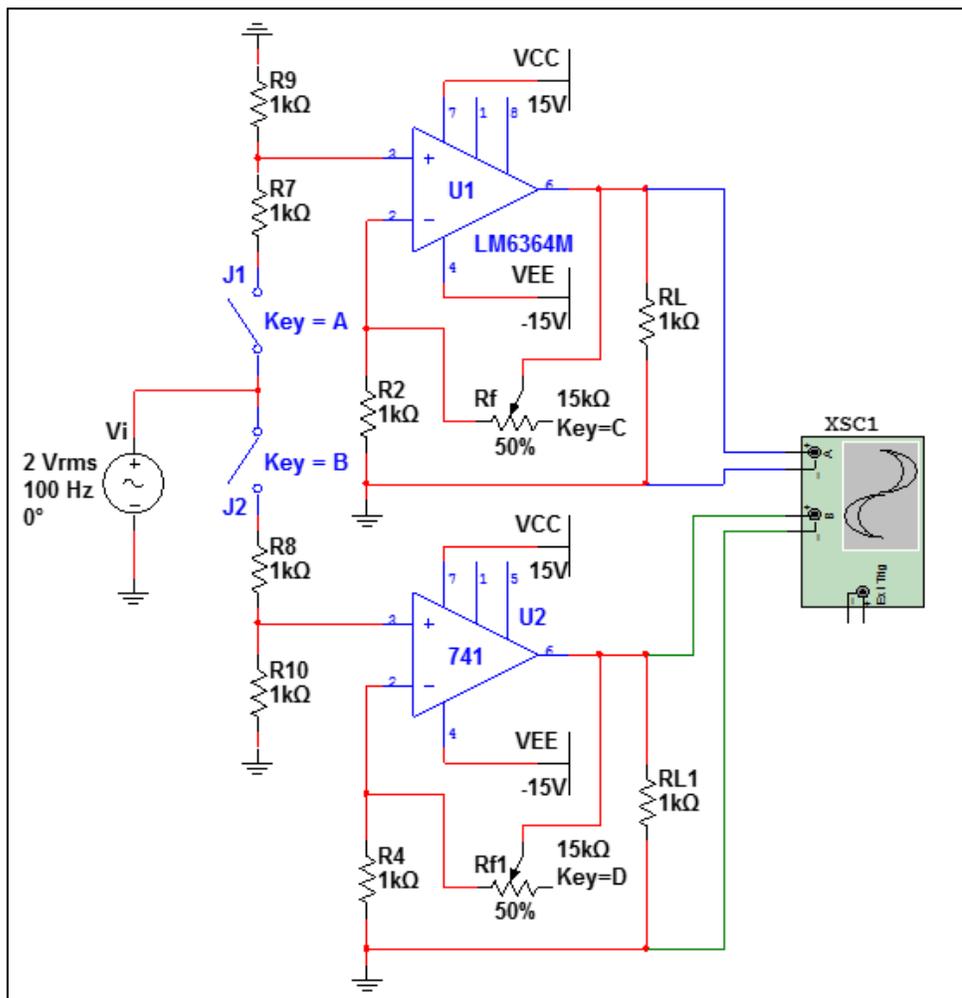
$$dv/dt = 2\pi fK \cos2\pi ft$$

Por lo que el *slew rate* máximo cuando  $t = 0$  es igual a  $dv/dt = \text{Slew rate requerido} = 2\pi V_p f_{max}$ . Donde  $V_p$  es el voltaje pico necesario y  $f_{max}$  representa la frecuencia más alta que el amplificador operacional puede reproducir sin generar una distorsión.

### 6.3.1.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 69, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte, al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

Figura 74. **Comparación entre amplificadores operacionales de propósito general con amplificadores de alta velocidad**



Fuente: Elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Calcular el valor de la frecuencia  $f_{max}$  que el amplificador 741 puede reproducir sin generar distorsión. Hacer el mismo cálculo para el AOP LM6364M. Para ambos casos utilizar las ecuaciones dadas en las generalidades de este laboratorio y utilizar los valores de *slew rate* 0,5 V/ $\mu$ s para el 741 y 300 V/ $\mu$ s para el LM6364M. Tomar en cuenta que para hacer el cálculo de  $f_{max}$  debe convertir las dimensionales del *slew rate* de V/ $\mu$ s a V/s.
- Comparar los resultados de los cálculos realizados en el ejercicio número uno.
- Dados los valores de  $f_{max}$  obtenidos en el primer ejercicio para los AOP 741 y LM6364M, tomarlos como referencia y hacer una tabla en Excel con las columnas: frecuencia  $f$  y comentarios. Ejecutar la simulación; con la tecla "A" seleccionar el AOP LM6364M y con la tecla "B" al AOP 741. Darle doble clic al osciloscopio XSC1; en el canal A se visualiza la salida del AOP LM6364M y en el canal B la salida del AOP 741. Hacer variaciones sucesivas desde 0 Hz hasta el valor  $f_{max}$  correspondiente a cada amplificador en comparación y anotar las observaciones en la tabla. Luego, hacer variaciones sucesivas arriba del valor de  $f_{max}$  de cada uno de los amplificadores hasta llegar a 18 MHz y anotar sus observaciones en la tabla. Por cada cambio realizado a  $f$  (frecuencia de la fuente, para cambiar su valor darle doble clic a la fuente) se debe detener la simulación y después de realizado el cambio ejecutar nuevamente dicha simulación para actualizar el valor de salida del circuito. Para una mejor visualización de la gráfica a altas frecuencias, variar el valor del *time base scale* y la escala de cada canal del osciloscopio cuando sea necesario.

- Explicar qué pasa con la amplitud, la forma de onda y la fase de la señal de salida debido a las variaciones ascendentes y descendentes realizadas a la frecuencia  $f$  de la fuente  $V_i$ .
- Con el mismo análisis del tercer ejercicio, determinar si hay distorsión en la onda de salida al hacer variaciones del 6,67 % cada una, hasta el 100 % a la resistencia de retroalimentación  $R_f$  del AOP LM6364M con la tecla “C” y  $R_{f1}$  del AOP 741 con la tecla “D”. Para hacer el presente ejercicio asegurarse de que los valores iniciales de las resistencias  $R_f$  y  $R_{f1}$  sean cero, que la fuente  $V_i$  tenga un voltaje de 2 Vrms y una frecuencia de 100 Hz. Utilizar el osciloscopio XSC1 para la visualización gráfica y explicar los resultados observados.
- Con el mismo análisis del tercer ejercicio, determinar si hay distorsión en la onda de salida al hacer variaciones de 1 V cada uno, hasta 10 V al valor del voltaje de entrada  $V_i$ . Debido a que la variación de  $V_i$  no es interactiva, por cada cambio realizado al mismo, se debe detener la simulación y, después de realizado el cambio, ejecutar nuevamente la misma para actualizar el valor de salida del circuito. Utilizar el osciloscopio XSC1 para la visualización gráfica y explicar los resultados observados.
- Trazar las curvas de zona segura de operación de un amplificador operacional utilizando los parámetros del 741, los cuales delimitan el funcionamiento que evita la distorsión por recorte y por *slew rate* siguiendo el procedimiento descrito a continuación: el primer paso consiste en dibujar el límite del nivel de salida impuesto por el recorte. El recorte depende de la alimentación del circuito y es independiente de la frecuencia. Por lo tanto, se dibuja una línea horizontal a lo largo de la

gráfica en el nivel del recorte, para este caso utilizar un nivel de recorte de 13 V. El nivel de salida no podría subir por encima de esta línea, ya que la señal sería recortada. El segundo paso consiste en dibujar la línea determinada por la distorsión debida al *slew rate*. El *slew rate* para el AOP 741 es de 0,5 V/ $\mu$ s. Para ello es necesario calcular el valor de  $f_{\max}$  (este es el primer punto del extremo de la línea de límite de distorsión por *slew rate*). Dado que el *slew rate* es directamente proporcional a  $f_{\max}$  y  $V_p$ , se deduce que duplicando  $f_{\max}$  y reduciendo  $V_p$  a la mitad se obtiene el mismo *slew rate*. Por lo que el punto obtenido de la pareja ordenada  $f_{\max}$  y  $V_p$  determinan el segundo punto de la línea límite de distorsión por *slew rate*. Consultar el libro de *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales* de James M. Fiore, páginas 155, 156, 157 y 159.

- Describir las conclusiones de cada uno de los ejercicios realizados.
- ¿Qué utilidad se le puede dar a este circuito?

### 6.3.2. Laboratorio 6.13

Una fuente de voltaje controlada por voltaje es aquel circuito que se rige por las siguientes condiciones:

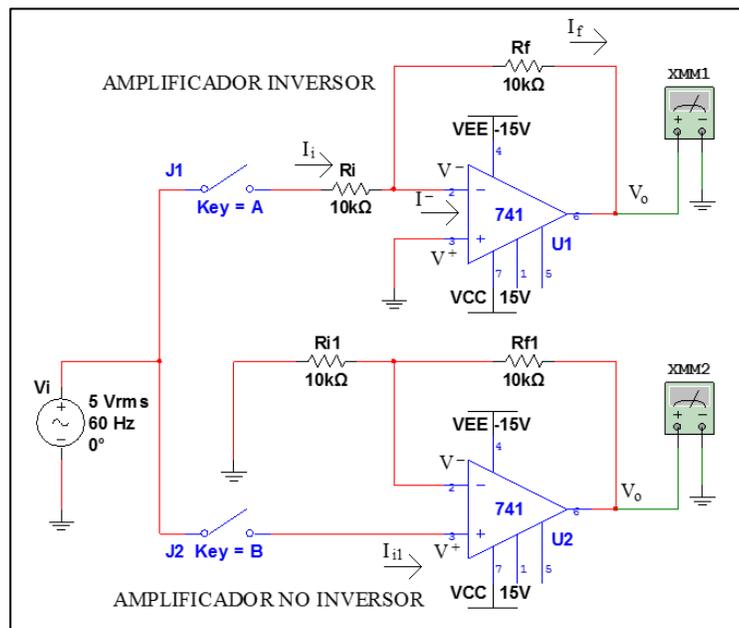
- La tensión de salida  $V_o$  es igual a  $k$  veces el valor de  $V_i$ , que es la tensión de control.
- La tensión de salida es independiente de la corriente en la carga, debido a que la impedancia de salida es muy baja.

Ambas condiciones anteriores se cumplen tanto para la configuración inversora, como para la no inversora de un amplificador operacional. La expresión de salida para la configuración inversora es  $V_o = -V_i \cdot R_f / R_i$ , en donde  $V_i$  es el voltaje de control,  $R_f$  es la resistencia de retroalimentación, y  $R_i$  es la resistencia de entrada. La expresión para la configuración no inversora es  $V_o = V_i (1 + R_f / R_i)$ .

### 6.3.2.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 75, hacer lo que se le pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

Figura 75. **Circuito de amplificador inversor y no inversor usado para ejemplificar una fuente de voltaje controlada por voltaje**



Fuente: Elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Deducir la expresión que define el voltaje de salida en función del voltaje de control  $V_i$  para un amplificador operacional conectado en configuración inversora.

Debido a la realimentación negativa, se plantean las siguientes condiciones que se dan en este tipo de configuraciones de amplificadores operacionales:

$$V^+ = V^- = V$$

Partiendo de la condición anterior y sabiendo que las corrientes  $i^+ = i^- = 0$ , para el caso del amplificador U1 se puede plantear lo siguiente:

$$I_i = I_f$$

Las corrientes también se pueden expresar de la siguiente forma:

$$\frac{V_i - V}{R_i} = \frac{V - V_o}{R_f}$$

Sabiendo, además, que la entrada no inversora del amplificador U1 está conectada a tierra, significa que  $V^+ = 0$ , por lo que  $V = 0$ , de esta forma y al despejar  $V_o$  de la ecuación anterior la expresión queda definida de la siguiente forma:

$$V_o = -\frac{R_f}{R_i} V_i$$

- Deducir la expresión que define el voltaje de salida en función del voltaje de control  $V_i$  para un amplificador operacional conectado en configuración no inversora.

Para este análisis, igualmente como se plantearon las condiciones en el ejercicio anterior, también se da lo mismo, por lo que se plantea lo siguiente;

$$\frac{0 - V}{R_{i_1}} = \frac{V - V_o}{R_{f_1}}$$

Sabiendo que a la entrada no inversor el voltaje de entrada es igual a  $V_i$ , por lo que  $V = V_i$ , al sustituir en la expresión anterior y despejando  $V_o$ , la misma queda de la siguiente forma:

$$V_o = V_i \left[ \frac{R_{f_1}}{R_{i_1}} + 1 \right]$$

- Hacer un cuadro en Excel con tres columnas cuyos títulos deben ser: voltaje de control  $V_i$ , valores teóricos y valores reales. Ejecutar la simulación en Multisim y cerrar el *switch* que activa el amplificador presentado en configuración inversora con la tecla "A". Hacer variaciones a  $V_i$  (que es la tensión de control para el circuito dado) de 0,5 V cada una en un rango de 0.5 a 5 V, medir el resultado con el multímetro XMM1 (dar doble clic a dicho medidor para visualizar el resultado) y anotarlo en la columna de valores reales. Por cada variación que necesite hacer a  $V_i$  se debe detener la simulación, dar doble clic a la fuente, escribir el valor que corresponda, aceptar los cambios y ejecutar nuevamente la simulación para obtener el siguiente resultado. Nota:

para los datos de la columna de valores teóricos, hallar el valor numérico de la expresión que se dedujo en el primer ejercicio, por cada variación de  $V_i$  requerida. Abrir el *switch* J1 con la tecla “A”. Detener la simulación

Tabla XXV. **Datos obtenidos de la simulación del tercer inciso**

$V_i$	Vo valor real	Vo valor teórico
0,5000	0,4999	0,5000
1,0000	0,9999	1,0000
1,5000	1,5000	1,5000
2,0000	2,0000	2,0000
2,5000	2,5000	2,5000
3,0000	3,0000	3,0000
3,5000	3,5000	3,5000
4,0000	4,0000	4,0000
4,5000	4,5000	4,5000
5,0000	5,0000	5,0000

Fuente: elaboración propia.

- Ejecutar nuevamente la simulación en Multisim. Cerrar el *switch* que activa el amplificador presentado en configuración no inversora con la tecla “B”. Repetir el ejercicio anterior, pero con el circuito del amplificador no inversor y el amperímetro XMM2. Comparar los resultados obtenidos con ambos amplificadores y explicar los mismos.

Tabla XXVI. **Datos obtenidos de la simulación del cuarto inciso**

$V_i$	Vo valor real	Vo valor teórico
0,5000	0,9999	1,0000
1,0000	2,0000	2,0000
1,5000	3,0000	3,0000
2,0000	4,0000	4,0000
2,5000	5,0000	5,0000
3,0000	6,0000	6,0000
3,5000	7,0000	7,0000
4,0000	8,0000	8,0000
4,5000	9,0000	9,0000
5,0000	9,9999	10,0000

Fuente: elaboración propia.

### 6.3.3. Laboratorio 6.14

La definición de una fuente de corriente controlada por voltaje establece que:

- Una corriente de salida o carga  $I_L$  es igual a  $k$  veces el valor de una tensión de control,  $V_i$ . La constante  $k$  denota comúnmente a  $g_m$ , que es una conductancia cuya dimensional es siemens.
- La corriente en la carga es independiente del valor resistivo en la carga. Si la carga es flotante, es decir, ninguno de sus terminales está conectado a tierra o referencia común con la tensión de control, es posible utilizar la configuración inversora y la no inversora de amplificadores operacionales para este tipo de fuente controlada.

Para el amplificador inversor, la expresión se obtiene a partir del siguiente análisis:

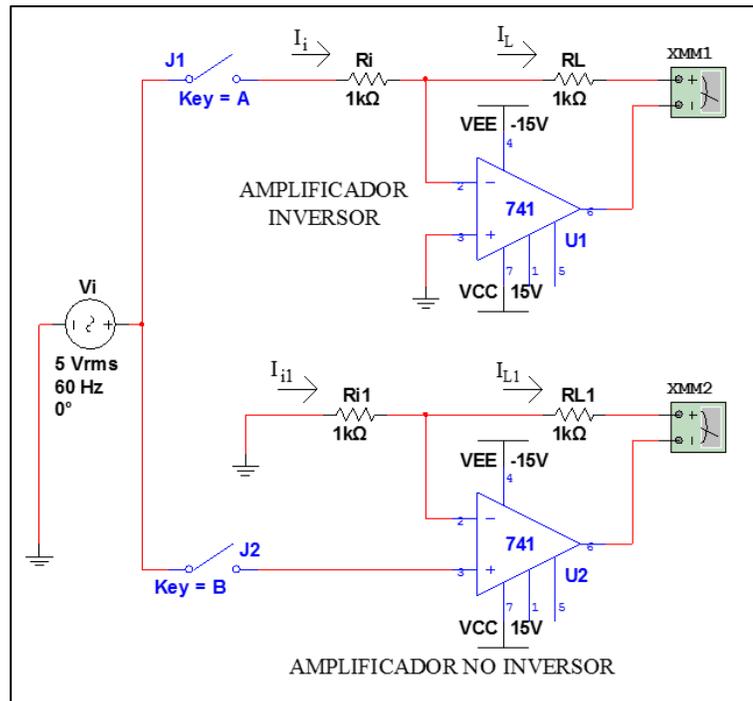
$$I_L = I_i = V_i/R_i = g_m V_i$$

Donde  $g_m = 1/R_i$ , e  $I_L$  es independiente de  $R_L$ .

Para el amplificador no inversor la expresión se obtiene a partir del siguiente análisis: ya que  $V^- = V_i$ , entonces  $I_{i1} = V^-/R_{i1} = V_i/R_{i1}$ ; y como  $I_{L1} = I_{i1} = V_i/R_{i1} = g_m V_i$

Donde  $g_m = 1/R_i$ , e  $I_L$  es independiente de  $R_L$ .

Figura 76. **Circuito de amplificador inversor y no inversor usado para ejemplificar una fuente de corriente controlada por voltaje**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

### 6.3.3.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 76, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

- Deducir la expresión que define la corriente de salida en función del voltaje de control  $V_i$  para un amplificador operacional conectado en configuración inversora.

Conociendo los principios que se han estudiado en este capítulo, se plantea la misma situación que en ejercicios anteriores, en los cuales se cumple la primer condición, la cual indica que la corriente que entra a las entradas del amplificador son iguales a cero, por lo que:

$$I_i = I_L = I_o$$

$$I_o = \frac{V_i}{R_i}$$

- Deducir la expresión que define la corriente de salida en función del voltaje de control  $V_i$  para un amplificador operacional conectado en configuración no inversora.

Se plantea la siguiente ecuación:

$$\frac{0 - V_i}{R_{i1}} = I_o$$

- Hacer un cuadro en Excel con tres columnas cuyos títulos deben ser: voltaje de control  $V_i$ , valores teóricos, y valores reales. Ejecutar la simulación en Multisim y cerrar el *switch* que activa el amplificador presentado en configuración inversora con la tecla "A". Hacer variaciones a  $V_i$  (que es la tensión de control para el circuito dado) de 0,5 V cada una en un rango de 0,5 a 5 V, medir el resultado con el amperímetro XMM1 (hacer doble clic a dicho medidor para visualizar el resultado) y anotarlo en la columna de valores reales. Por cada variación que se necesite hacer a  $V_i$  se debe detener la simulación, dar doble clic a la fuente, escribir el valor que corresponda, aceptar los cambios y ejecutar nuevamente la simulación para obtener el siguiente resultado.

Nota: para los datos de la columna de valores teóricos, hallar el valor numérico de la expresión que dedujo en el primer ejercicio, por cada variación de  $V_i$  requerida. Abrir el *switch* J1 con la tecla “A”. Detener la simulación.

Tabla XXVII. **Resultados de la configuración inversora**

$V_i$	lo valor real	lo valor teórico
0,5000	0,5000	0,5000
1,0000	1,0000	1,0000
1,5000	1,5000	1,5000
2,0000	2,0000	2,0000
2,5000	2,5000	2,5000
3,0000	3,0000	3,0000
3,5000	3,5000	3,5000
4,0000	4,0000	4,0000
4,5000	4,5000	4,5000
5,0000	5,0000	5,0000

Fuente: elaboración propia.

- Ejecutar nuevamente la simulación en Multisim. Cerrar el *switch* que activa el amplificador presentado en configuración no inversora con la tecla “B”. Repetir el ejercicio anterior, pero con el circuito del amplificador no inversor y el amperímetro XMM2. Comparar los resultados obtenidos con ambos amplificadores y explicar los mismos.

Tabla XXVIII. **Resultados de la configuración no inversora**

$V_i$	lo valor real	lo valor teórico
0,5000	0,4999	0,5000
1,0000	0,9999	1,0000
1,5000	1,5000	1,5000
2,0000	2,0000	2,0000
2,5000	2,5000	2,5000
3,0000	3,0000	3,0000

Continuación de la tabla XXVIII.

3,5000	3,5000	3,5000
4,0000	4,0000	4,0000
4,5000	4,5000	4,5000
5,0000	5,0000	5,0000

Fuente: elaboración propia.

#### 6.3.4. Laboratorio 6.15

Una fuente de tensión controlada por corriente establece que un voltaje de salida  $V_o$  es igual a  $k$  veces el valor de una corriente independiente de control  $I_i$ . La constante  $k$  tiene dimensión de impedancia resistiva (ohms) y como relaciona variables en nodos diferentes se denomina transimpedancia. La expresión que define la salida  $V_o$  de este amplificador en función de  $I_i$  se deduce auxiliándose de la figura 76 de la siguiente forma:

$$I = I_i = I_{XMM1}$$

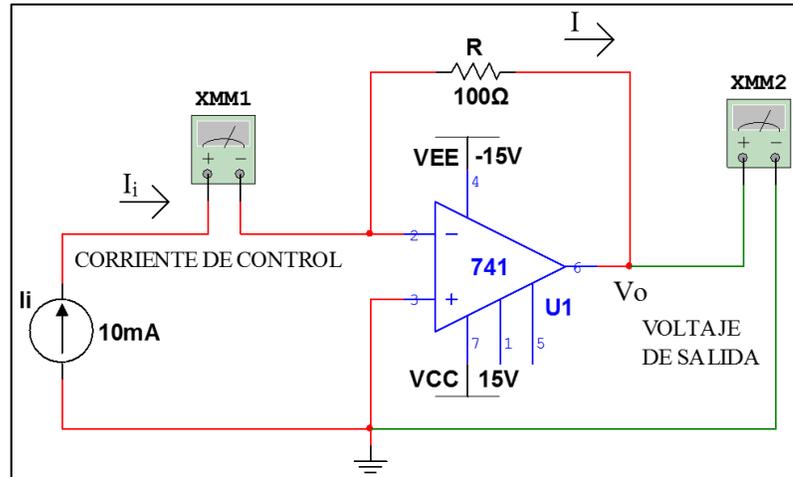
$$V^- = V^+ = 0$$

$$V_o = V^- - I * R$$

$$V_o = - I * R =$$

$$V_o = - I_i * R$$

Figura 77. **Circuito de una fuente de voltaje controlada por corriente**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

### 6.3.4.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 77, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

- Deducir la expresión que define el voltaje de salida en función de la corriente de control  $I_i$ .

Partiendo de los conceptos en los cuales se define que la corriente que entra a las entradas del amplificador operacional en la realimentación negativa y por la ley de corrientes de Kirchoff, en el nodo  $V^-$  se podría establecer de la siguiente forma:

$$I_i = I$$

Para encontrar la relación entre  $V_o$  e  $I$ , se plantea la siguiente relación:

$$\frac{V - V_o}{R} = I$$

De la ecuación anterior se sabe que  $V = 0$  e  $I = I_i$ , por lo que al despejar  $V_o$  la expresión queda de la siguiente forma:

$$V_o = -RI_i$$

- Hacer un cuadro en Excel con tres columnas cuyos títulos deben ser: corriente de control  $I_i$ , voltaje de salida real  $V_{XMM2}$  y voltaje de salida teórico  $V_o$  ( $V_o = I_{XMM1} * 100$ ),. Ejecutar la simulación en Multisim. Hacer variaciones a  $I_i$  (que es la corriente de control) de 1 mA cada una en un rango de 10 a 30 mA. Medir la corriente de control  $I_{XMM1}$  con el amperímetro XMM1 y el voltaje de salida real  $V_{XMM2}$  con el voltímetro XMM2 (hacer doble clic a los medidores para visualizar el resultado que se necesita y anotarlos en donde corresponda). Por cada variación que se necesite hacer a  $I_i$  se debe detener la simulación, hacer doble clic a la fuente, escribir el valor  $I_i$  que corresponda, aceptar los cambios y ejecutar nuevamente la simulación para obtener el siguiente resultado. Nota: para los datos de la columna de voltaje de salida teórico, hallar dicho valor numérico usando la expresión  $V_o = I_i * R$  que se dedujo en el primer ejercicio, por cada variación de  $I_i$  requerida. Detener la simulación.

Tabla XXIX. **Datos medidos y calculados a partir del circuito de la figura 76**

$I_i$ (mA)	$V_{xMM2}$ (V)	$V_o$ (V)
10	-0,9989	1,0000
11	-1,0990	1,1000
12	-1,1990	1,2000
13	-1,2990	1,3000
14	-1,3990	1,4000
15	-1,4990	1,5000
16	-1,5990	1,6000
17	-1,6990	1,7000
18	-1,7990	1,8000
19	-1,8990	1,9000
20	-1,9990	2,0000
21	-2,0990	2,1000
22	-2,1980	2,2000
23	-2,2950	2,3000
24	-2,3820	2,4000
25	-2,4280	2,5000
26	14,1390	2,6000
27	14,1390	2,7000
28	14,1400	2,8000
29	14,1410	2,9000
30	14,1410	3,0000

Fuente: elaboración propia.

- ¿Qué pasa con el valor del voltaje de salida  $V_{XMM2}$ , es consistente con el resultado de la expresión  $V_o = I_{XMM1} * 100$  para todas las variaciones requeridas? Explicar.

No es consistente para cuando la corriente se hace demasiado grande, debido a que el amplificador llegó a saturarse.

- Ejecutar la simulación. Hacer variaciones de 0,1 mA cada una a  $I_i$  en un rango de 24 a 26 mA. ¿En qué valor de  $I_i$  se deja de cumplir lo planteado por la expresión  $V_o = I_i * 100$ ? Explicar por qué la ecuación dada

anteriormente no es válida para todos los valores posibles de la corriente de control.

Tabla XXX. **Resultados de las variaciones de  $I_i$**

$I_i$ (mA)	$V_{xmm2}$ (V)	$V_o$ (V)
24,1000	-2,3890	-2,4100
24,2000	-2,3960	-2,4200
24,3000	-2,4030	-2,4300
24,4000	-2,4090	-2,4400
24,5000	-2,4150	-2,4500
24,6000	-2,4200	-2,4600
24,7000	-2,4240	-2,4700
24,8000	-2,4270	-2,4800
24,9000	-2,4290	-2,4900
25,0000	-2,4280	-2,5000
25,1000	-2,4230	-2,5100
25,2000	-2,4050	-2,5200
25,3000	4,9810	-2,5300
25,4000	14,1380	-2,5400
25,5000	14,1380	-2,5500
25,6000	14,1380	-2,5600
25,7000	14,1390	-2,5700
25,8000	14,1390	-2,5800
25,9000	14,1390	-2,5900
26,0000	14,1390	-2,6000

Fuente: elaboración propia.

### 6.3.5. Laboratorio 6.16

Una fuente de corriente controlada por corriente debe cumplir con las siguientes condiciones:

- La corriente de salida  $I_L$  es igual a  $k$  veces el valor de una corriente independiente de control  $I_i$ .
- $I_L$  es independiente del valor de la carga por la cual circula.

La deducción de la corriente de salida  $I_L$  en función de la corriente de control  $I_i$  se logra tomando como referencia la figura 78 a partir de las condiciones que a continuación se muestran:

$$I_2 = I_i$$

$$V^- = V^+ = 0$$

$$V_2 = V^- - I * R_2$$

$$V_2 = - I_2 * R_2$$

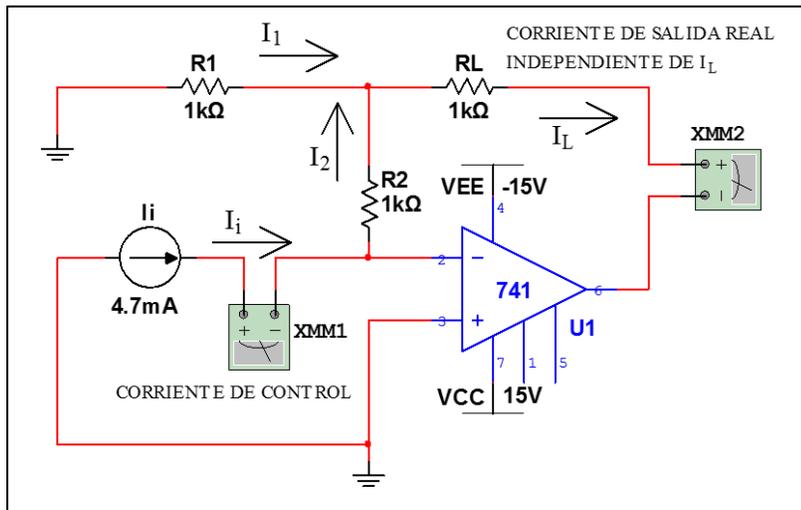
$$V_2 = - I_i * R_2$$

$$I_1 = (0 - V_2) / R_1 = -V_2 / R_1 = I_i * R_2 / R_1$$

$$I_L = I_1 + I_2 = I_1 + I_i = (I_i * R_2 / R_1) + I_i$$

$$I_L = I_i [1 + (R_2 / R_1)], \text{ donde } I_L \text{ es independiente de } R_L$$

Figura 78. **Circuito de una fuente de voltaje controlada por corriente**



Fuente: Elaboración propia, empleando el programa Multisim.

### 6.3.6. Instrucciones

Según el circuito de la figura 78, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

- Deducir la expresión que define la corriente de salida en función de la corriente de control  $I_i$ .

Partiendo del principio básico del cortocircuito virtual, en el cual  $I_i = I_2$ , y sabiendo que, debido al cortocircuito virtual, indica que  $V^- = V = 0$ , para encontrar  $I_2$  se puede expresar de la siguiente forma:

$$\frac{V - V_2}{R_2} = I_2$$

$$V_2 = -I_i R_2$$

Al analizar el siguiente ramal en el cual se plantea la igualdad entre  $I_1$ , se expresa de la siguiente forma:

$$I_1 = \frac{0 - V_2}{R_1}$$

Al sustituir  $V_2$  en  $I_1$ , la expresión queda de la siguiente forma:

$$I_1 = \frac{-(-I_i R_2)}{R_1} = \frac{I_i R_2}{R_1}$$

Al tener la expresión anterior y saber que  $I_L$  se puede expresar de la siguiente forma:

$$I_L = I_1 + I_2$$

Sustituyendo cada una de las expresiones de  $I_1$  e  $I_2$ , la expresión de  $I_L$  queda de la siguiente forma:

$$I_L = \frac{I_i R_2}{R_1} + I_i$$

Factorizando la expresión:

$$I_L = I_i \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$$

- Hacer un cuadro en Excel con cuatro columnas cuyos títulos deben ser corriente de control  $I_i$ , corriente de salida real  $I_{XMM2}$ , corriente de salida teórica  $I_L$  ( $I_L = I_i \cdot [1 + (R_2 / R_1)]$ ) y observaciones. Ejecutar la simulación en Multisim. Hacer variaciones a  $I_i$  (que es la corriente de control) de 0,5 mA cada una en un rango de 1 a 10 mA. Medir la corriente de control  $I_{XMM1}$  con el amperímetro XMM1 y la corriente de salida real  $I_{XMM2}$  con el amperímetro XMM2 (hacer doble clic a los medidores para visualizar el resultado que se necesita y anótelos en donde corresponda). Por cada variación que se necesite hacer a  $I_i$  se debe detener la simulación, hacer doble clic a la fuente, escribir el valor  $I_i$  que corresponda, aceptar los cambios y ejecutar nuevamente la simulación para obtener el siguiente resultado. Nota: para los datos de la columna corriente de salida teórica  $I_L$ , hallar dicho valor numérico usando la expresión  $I_L = I_i \cdot [1 + (R_2 / R_1)]$  por cada variación de  $I_i$  requerida, usando los valores de resistencias dados en el circuito de la figura 78. Detener la simulación.

Tabla XXXI. **Datos obtenidos a partir de la simulación y cálculos teóricos**

$I_i$	$I_{xmm2}$	$I$ teórica
1,0000	1,9990	2,0000
1,5000	2,9980	3,0000
2,0000	3,9990	4,0000
2,5000	4,9990	5,0000
3,0000	5,9990	6,0000
3,5000	6,9990	7,0000
4,0000	7,9990	8,0000
4,5000	8,9990	9,0000
5,0000	9,5530	10,0000
5,5000	9,8030	11,0000
6,0000	10,0540	12,0000
6,5000	10,3030	13,0000
7,0000	10,5530	14,0000
7,5000	10,8020	15,0000

Continuación de la tabla XXXI.

8,0000	11,0520	16,0000
8,5000	11,3010	17,0000
9,0000	11,5520	18,0000
9,5000	11,8000	19,0000
10,0000	12,0510	20,0000

Fuente: elaboración propia.

- ¿Qué pasa con el valor de la corriente real de salida  $I_{xMM2}$ , es consistente con el resultado teórico dado por la expresión  $I_L = I_i \cdot [1 + (R_2 / R_1)]$  para todas las variaciones requeridas? Explicar.

Lo que sucede con los amplificadores operacionales es que al llegar a su corriente de saturación a la salida, va siendo constante y ya no refleja los valores teóricos.

- Ejecutar la simulación. Hacer variaciones de 0,1 mA cada una a  $I_i$  en un rango de 3,5 a 6,5 mA. ¿En qué valor de  $I_i$  se deja de cumplir lo planteado por la expresión  $I_L = I_i \cdot [1 + (R_2 / R_1)]$ ? Explicar por qué la ecuación dada anteriormente no es válida para todos los valores posibles de la corriente de control.

Tabla XXXII. **Datos recabados de la simulación de la figura 78**

$I_i$	$I_{xMM2}$	$I_{teórica}$
3,500	6,999	7,000
3,600	7,200	7,200
3,700	7,399	7,400
3,800	7,599	7,600
3,900	7,798	7,800
4,000	7,999	8,000
4,100	8,198	8,200

Continuación de la tabla XXXII.

4,200	8,399	8,400
4,300	8,598	8,600
4,400	8,800	8,800
4,500	8,999	9,000
4,600	9,198	9,200
4,700	9,399	9,400
4,800	9,453	9,600
4,900	9,503	9,800
5,000	9,553	10,000
5,100	9,604	10,200
5,200	9,654	10,400
5,300	9,704	10,600
5,400	9,753	10,800
5,500	9,803	11,000
5,600	9,853	11,200
5,700	9,903	11,400
5,800	9,953	11,600
5,900	10,002	11,800
6,000	10,054	12,000
6,100	10,103	12,200
6,200	10,153	12,400
6,300	10,203	12,600
6,400	10,253	12,800
6,500	10,303	13,000

Fuente: elaboración propia.

- Describir las conclusiones de cada uno de los ejercicios realizados.

Como se observa en las tablas anteriores, el amplificador operacional tiene un rango de corriente determinado en el cual puede trabajar y mantener una salida con respecto a la entrada de acuerdo a la teoría. Sin embargo, al salirse de este rango, pierde esta operación.

## **7. AMPLIFICADORES DIFERENCIALES, DE INSTRUMENTACIÓN Y DE PUENTE**

### **7.1. Introducción**

El amplificador de más utilidad en la medición, instrumentación y control es el amplificador de instrumentación. Se construye por medio de varios amplificadores operacionales y resistencias de precisión; gracias a ello, el circuito resulta muy estable y útil en donde es importante la precisión. Actualmente existen varios circuitos integrados que se venden en un solo encapsulado. Desafortunadamente, estos resultan más caros que un solo amplificador operacional; pero si lo que se necesita es un buen desempeño y precisión, el uso de un amplificador de instrumentación justificará su precio, ya que su desempeño no puede lograrse con un amplificador operacional promedio.

Un pariente cercano del amplificador de instrumentación, de bajo costo, es el amplificador diferencial básico. Este capítulo empieza por el amplificador diferencial para mostrar en qué aplicaciones resulta superior al amplificador inversor o no inversor común.

### **7.2. Amplificador diferencial básico**

Es un dispositivo que amplifica la diferencia entre dos voltajes de entrada, pero que suprime cualquier voltaje común a dichas entradas.

### 7.2.1. Introducción

Mediante el amplificador diferencial se miden y amplifican pequeñas señales que están “ocultas” dentro de señales mayores. Primero, se armará y analizará el funcionamiento del circuito del amplificador diferencial básico.

Con cuatro resistencias de precisión (1 %) y un amplificador operacional se construye un amplificador diferencial, como se muestra en la figura 79. Este amplificador cuenta con dos terminales de entrada, identificadas como entrada (–) y entrada (+), las cuales corresponden a la terminal más cercana del amplificador operacional. Si se reemplaza  $E_1$  por un cortocircuito, lo que  $E_2$  ve es un amplificador inversor con ganancia de  $-m$ . Por lo tanto, el voltaje de salida que se obtiene por  $E_2$  es  $-mE_2$ .

Ahora se cortocircuita  $E_2$ ;  $E_1$  se divide entre  $R$  y  $mR$  y se aplica así un voltaje de magnitud  $E_1m/(1+m)$  en la entrada (+) del amplificador operacional. Este voltaje dividido ve un amplificador no inversor que tiene una ganancia  $(m+1)$ . El voltaje de salida generado por  $E_1$  es el voltaje dividido  $E_1m/(1+m)$  multiplicado por la ganancia del amplificador no inversor  $(1+m)$ , lo que produce  $mE_1$ . Por lo tanto,  $E_1$  se amplifica en virtud de la salida del multiplicado  $m$  a un valor  $mE_1$ . Cuando  $E_1$  y  $E_2$  están en las entradas (+) y (–), respectivamente,  $V_o$  vale  $mE_1 - mE_2$ , o:

$$V_o = mE_1 - mE_2 = m(E_1 - E_2) \quad [\text{Ec. 66}]$$

La ecuación 66 muestra que el voltaje de salida del amplificador diferencial  $V_o$ , es proporcional a la diferencia del voltaje aplicado a las entradas (+) y (–). Al multiplicador  $m$  se le denomina diferencial y está definido por la relación que existe entre las resistencias.

- Ejemplo 7.1

En la figura 79, la ganancia diferencial se calcula de la siguiente manera:

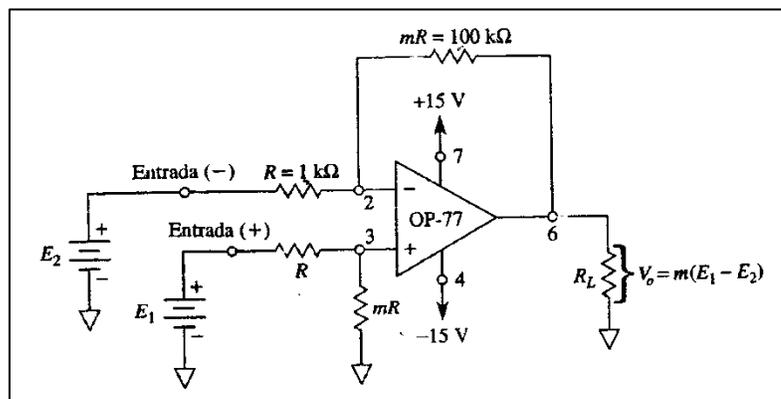
$$m = \frac{mR}{R} = \frac{100 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 100$$

Calcular  $V_o$  si  $E_1 = 10 \text{ mV}$  y (a)  $E_2 = 10 \text{ mV}$ , (b)  $E_2 = 0 \text{ mV}$  y (c)  $E_2 = -20 \text{ mV}$ .

- Solución

Mediante la ecuación 66, (a)  $V_o = 100(1 - 10) \text{ mV} = 0$ ; (b)  $V_o = 100(10 - 0) \text{ mV} = 1,0\text{V}$ ; (c)  $V_o = 100[10 - (-20)] \text{ mV} = 100(30 \text{ mV}) = 3 \text{ V}$ .

Figura 79. **Amplificador diferencial básico**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 216.

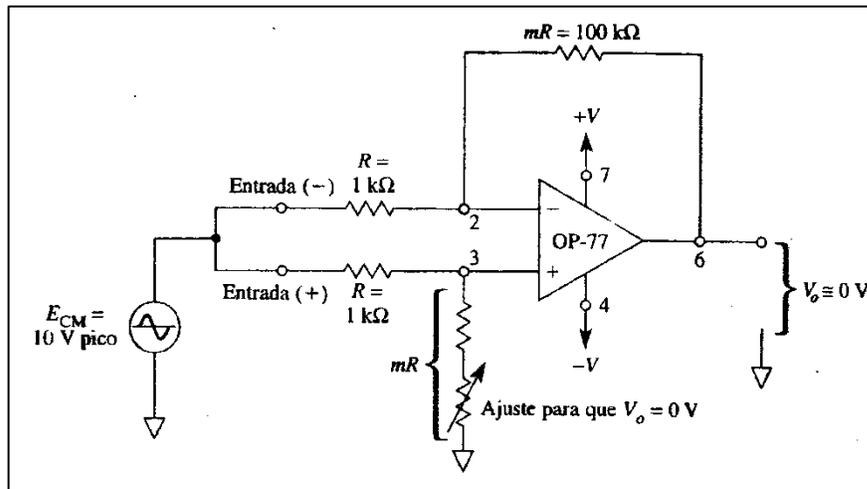
Como era de esperar en la ecuación 66 y como se muestra en la parte (a) del ejemplo 7.1, cuando  $E_1 = E_2$  el voltaje de salida es 0. Es decir, cuando se aplica en las terminales de entrada un voltaje común (igual)  $V_o = 0$ .

### 7.2.2. Voltaje en modo común

La salida del amplificador operacional debe ser 0 cuando  $E_1 = E_2$ . La forma más sencilla de aplicar voltajes iguales es alambrando ambas entradas y conectándolas a la vez a la fuente de voltaje, ver la figura 80. En este tipo de conexión, al voltaje de entrada se le denomina voltaje de entrada en modo común  $R_{CM}$ . Ahora,  $V_o$  será 0 si las relaciones entre las resistencias son iguales. Prácticamente, las relaciones entre las resistencias se igualan mediante la instalación de un potenciómetro en serie con una resistencia, como se muestra en la figura 80.

El potenciómetro se va ajustando hasta que  $V_o$  se reduce a un valor insignificante, de esta manera se logra que la ganancia de voltaje en modo común  $V_o/E_{CM}$  se aproxime a 0. Esta es la característica de un amplificador diferencial que permite captar y amplificar una señal pequeña que se presenta junto con una señal de ruido mucho más grande. Es posible diseñar el circuito de modo que la señal de ruido, no deseada, sea el voltaje de entrada en modo común y la señal pequeña sea el voltaje de entrada diferencial, de esta manera, el voltaje de salida del amplificador diferencial contendrá sólo una versión amplificada del voltaje diferencial de entrada.

Figura 80. **La ganancia de voltaje en modo común debe ser cero**



Fuente: COUGHLIN, Robert F. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 217.

### 7.3. Comparación entre amplificadores diferenciales y amplificadores de una sola entrada

La salida de un amplificador diferencial está dada por:

$$V_{out} = A_d(V_{in}^+ - V_{in}^-)$$

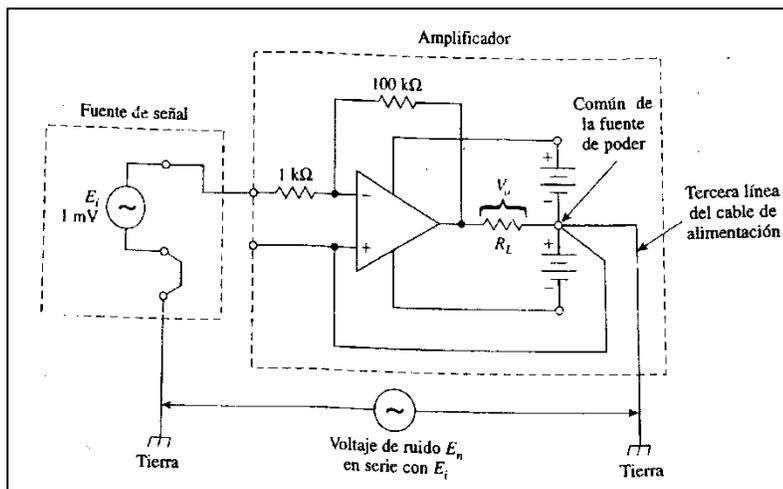
Donde  $V_{in}^+$  y  $V_{in}^-$  son los voltajes de entrada y  $A_d$  es la ganancia diferencial.

#### 7.3.1.1. Medición con amplificador de entrada única

En la figura 81 se presenta el diagrama de la conexión de un amplificador inversor. La terminal común de la fuente parece conectada a tierra. La tierra proviene de la conexión con un tubo de agua. La tierra se extiende por el tubo o

por un alambre Romex pelado hasta llegar al tercer alambre del cable de línea del instrumento y por último al chasis del amplificador. Esta tierra de equipo o chasis es una previsión para proteger a los operadores humanos; también permite eliminar cargas estáticas o cualquier corriente acoplada capacitivamente a la tierra.

Figura 81. **Los voltajes de ruido se comportan como si estuvieran en serie con la señal de entrada**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 218.

En la figura 81 se aprecia la fuente de señal conectada a tierra. Aunque no estuviera conectada a tierra, existiría un acoplamiento resistivo o capacitivo oa tierra para completar un lazo de tierra.

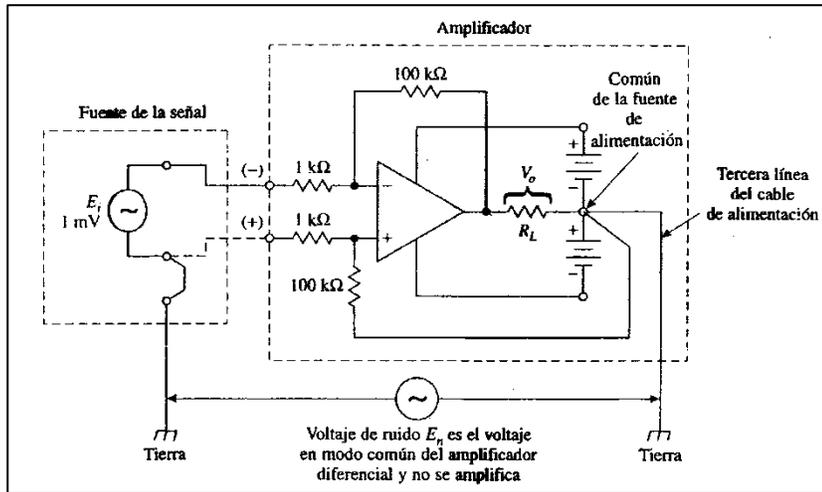
Es inevitable la abundante existencia de corrientes de ruido y voltajes de ruido, provenientes de diversas fuentes y que muchas veces no es fácil detectar. El efecto neto de todo este ruido está modelado mediante la fuente de voltaje de ruido  $E_n$ , de la figura 81. Es evidente que  $E_n$  está en serie con el

voltaje de la señal  $E_i$ , de manera que ambos se amplifican por un factor de -100 debido al amplificador inversor.  $E_n$  puede ser mucho mayor que  $E_i$ . Por ejemplo, la señal de voltaje que producen los latidos del corazón en la piel es menor a 1mV, en tanto que el voltaje de ruido del cuerpo puede ser de varios décimos de volts o más. Es decir, sería imposible hacer mediciones de electrocardiograma con un amplificador de una sola entrada. Lo que se necesita en estos casos es un amplificador capaz de distinguir entre  $E_i$  y  $E_n$  y que amplifique sólo a  $E_i$ . Para ello, lo indicado es el amplificador diferencial.

### **7.3.2. Medición con un amplificador diferencial**

El amplificador diferencial se utiliza sólo para medir el voltaje de la señal que se desea, ver la figura 82. Si el voltaje de la señal deseada  $E_i$  se conecta a través de las entradas (+) y (-) del amplificador diferencial,  $E_i$  se amplifica con una ganancia de -100. Mientras que el voltaje de ruido  $E_n$  se convierte en el voltaje de modo común en la entrada del amplificador, como se muestra en la figura 80. Por lo tanto, el voltaje de ruido no se amplifica y se ha eliminado de manera efectiva para que no tenga un efecto significativo en la señal de salida  $V_o$ .

Figura 82. **El amplificador diferencial está conectado de manera que el voltaje de ruido es el voltaje en modo común y no se amplifica**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 219.

#### 7.4. Cómo mejorar el amplificador diferencial básico

La disposición es análoga al circuito con transistores bipolares con las particularidades propias de cada tipo de transistor de efecto de campo, JFET o MOSFET.

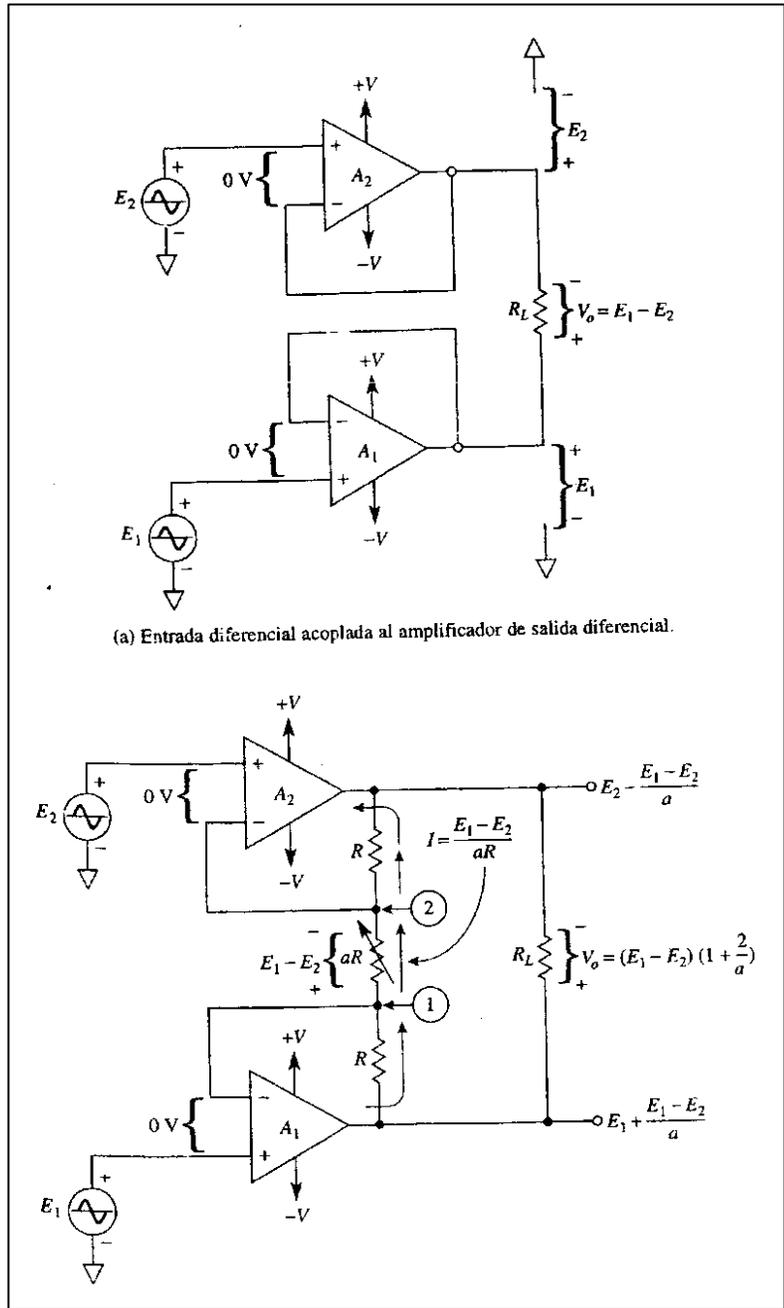
##### 7.4.1. Aumentar la resistencia de entrada

El amplificador diferencia básico estudiado hasta ahora tiene dos desventajas: su resistencia de entrada es baja y es difícil modificar su ganancia debido a que la relación entre las resistencias debe lograrse de manera precisa. La primera de las desventajas se elimina acoplando las entradas con

seguidores de voltaje. Para ello se utilizan dos amplificadores operacionales conectados como seguidores de voltaje en la figura 83(a).

La salida del amplificador operacional  $A_1$  en relación con la tierra es  $E_1$  y la salida del amplificador operacional  $A_2$  en relación con la tierra es  $E_2$ . Se genera un voltaje de salida diferencial  $V_o$  a través de la resistencia de carga  $R_L$  se conecta a tierra y  $V_o$  se mide desde la terminal de salida del amplificador operacional que va a tierra. El amplificador diferencial acoplado de la figura 83(a) es de una salida diferencial, lo que significa que ningún extremo de  $R_L$  está conectado a tierra y  $V_o$  se mide sólo a través de  $R_L$ .

Figura 83. **Cómo mejorar el amplificador diferencial básico**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 220.

### 7.4.2. Ganancia ajustable

La segunda desventaja del amplificador diferencial básico es que no tiene ganancia ajustable. Para eliminar este problema se añaden tres resistencias más al amplificador acoplado. En la figura 83(a) se muestra el amplificador de entrada diferencial a salida diferencial con ganancia ajustable y acoplado así obtenido. La elevada resistencia de entrada se mantiene por medio de seguidores de voltaje.

Puesto que el voltaje diferencial de entrada de cada uno de los amplificadores operacionales es  $0 V$ , los voltajes que están en los puntos 1 y 2 son iguales a  $E_1$  y  $E_2$ , respectivamente. Por lo tanto, el voltaje presente a través de la resistencia  $aR$  es  $E_1 - E_2$ . La resistencia  $aR$  puede ser fija o un potenciómetro por medio del cual se ajusta la ganancia. La corriente que atraviesa  $aR$  es:

$$I = \frac{E_1 - E_2}{aR} \quad [\text{Ec. 67}]$$

Cuando  $E_1$  es mayor (o más positivo que)  $E_2$ , la dirección de la corriente  $I$  es la que se aprecia en la figura 83(b). Esta corriente fluye por las dos resistencias identificadas como  $R$  y el voltaje presente entre las tres resistencias define el valor de  $V_o$ . Expresando lo anterior con una ecuación:

$$V_o = (E_1 - E_2) \left(1 + \frac{2}{a}\right) \quad [\text{Ec. 68}]$$

Donde

$$a = \frac{aR}{R}$$

- Ejemplo 7.2

En la figura 83(b),  $E_1 = 10\text{ mV}$  y  $E_2 = 5\text{ mV}$ . Si  $aR = 2\text{ k}\Omega$  y  $R = 9\text{ k}\Omega$ , calcular  $V_o$ .

- Solución

Dado que  $aR = 2\text{ k}\Omega$  y  $R = 9\text{ k}\Omega$ :

$$\frac{aR}{R} = \frac{2\text{ k}\Omega}{9\text{ k}\Omega} = \frac{2}{9} = a$$

De la ecuación 68:

$$1 + \frac{2}{a} = 1 + \frac{2}{2/9} = 10$$

Finalmente,

$$V_o = (10\text{ mV} - 5\text{ mV})(10) = 50\text{ mV}$$

- Conclusión

Para cambiar la ganancia del amplificador basta con ajustar el valor de una resistencia  $aR$ . Sin embargo, el amplificador diferencial acoplado tiene una desventaja: sólo puede conectarse con cargas flotantes. Las cargas flotantes son cargas en las que ninguna de sus terminales está conectada a tierra. Para manejar cargas a tierra hay que añadir un circuito mediante el cual se convierta el voltaje de entrada diferencial a un voltaje de salida referido a tierra. Este circuito es el amplificador diferencial básico.

## 7.5. Amplificador de instrumentación

Dispositivo creado a partir de amplificadores operacionales. Está diseñado para tener una alta impedancia de entrada y un alto rechazo al modo común (CMRR).

### 7.5.1. Funcionamiento del circuito

El amplificador de instrumentación es uno de los amplificadores más útiles precisos y versátiles de que se dispone en la actualidad. Todas las unidades de adquisición de datos cuentan por lo menos con uno. Está formado por tres amplificadores operacionales y siete resistencias, como se aprecia en la figura 66.

Para simplificar el análisis del circuito, el amplificador de instrumentación de hecho se arma conectando un amplificador acoplado (ver figura 83b) con un amplificador diferencial básico (ver figura 79). El amplificador operacional  $A_3$  y sus cuatro resistencias iguales a  $R$  constituyen amplificador diferencial con una ganancia de 1. Únicamente el valor de las resistencias de  $A_3$  es lo que debe ser igual. La resistencia marcada con prima,  $R'$ , es variable con objeto de balancear voltajes de modo común que estuvieran presentes, como se muestra en la figura 80. Para definir la ganancia de acuerdo con la ecuación 68, y que por comodidad se repite a continuación, se utiliza sólo una resistencia  $aR$ .

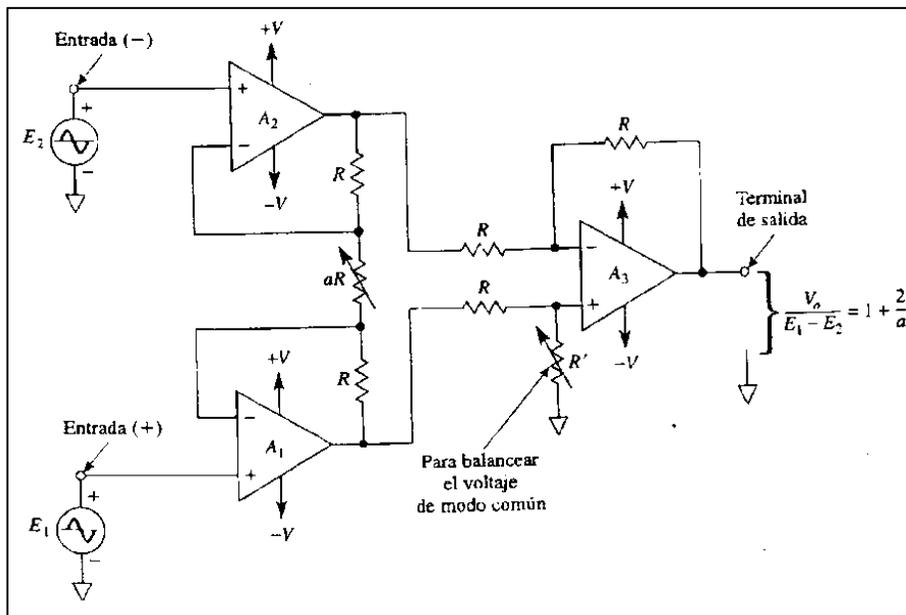
$$\frac{V_o}{E_1 - E_2} = 1 + \frac{2}{a} \quad [\text{Ec. 69}]$$

En donde  $a = aR/R$ .

$E_1$  se aplica a la entrada (+) y  $E_2$  a la entrada (-).  $V_o$  Es proporcional a la diferencia entre los voltajes de entrada. El siguiente es un resumen de las características del amplificador de instrumentación:

- La ganancia de voltaje, desde la entrada diferencia ( $E_1 - E_2$ ) da la salida simple, se define por medio de una sola resistencia
- La resistencia de entrada de las dos entradas es muy alta y no cambia aunque se varíe la ganancia.
- $V_o$  no depende del voltaje común de  $E_1$  y  $E_2$  (voltaje de modo común), sólo de su diferencia.

Figura 84. Amplificador de instrumentación



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 222.

- Ejemplo 7.3

En la figura 84,  $R = 25\text{ k}\Omega$  y  $aR = 50\ \Omega$ , calcular la ganancia de voltaje.

- Solución

De la ecuación 69:

$$\frac{aR}{R} = \frac{50}{25\ 000} = \frac{1}{500} = a$$

$$\frac{V_o}{E_1 - E_2} = 1 + \frac{2}{a} = 1 + \frac{2}{1/500} = 1 + (2 \times 500) = 1\ 001$$

- Ejemplo 7.4

Si en la figura 84 se elimina  $aR$ , de manera que  $aR = \infty$ , ¿cuál es la ganancia en voltaje?

- Solución

$a = \infty$ , por lo tanto,

$$\frac{V_o}{E_1 - E_2} = 1 + \frac{2}{\infty} = 1$$

- Ejemplo 7.5

En la figura 84 se aplican a las entradas los siguientes voltajes. Las polaridades de estos se dan respecto a tierra. Suponiendo una ganancia de 1

001 del ejemplo 7.3, calcular  $V_o$  para: (a)  $E_1 = 5,001 V$  y  $E_2 = 5,001 V$ ; (b)  $E_1 = 5,0001 V$  y  $E_2 = 5,0000$ ; (c)  $E_1 = -1,001 V$ ,  $E_2 = -1,002 V$ .

- Solución (a)

$$\begin{aligned}V_o &= 1\,001(E_1 - E_2) = 1\,001(5,001 - 5,002)V \\ &= 1\,001(-0,001)V = -1,001V\end{aligned}$$

- Solución (b)

$$V_o = 1\,001(5,001 - 5,000)V = 1\,001(0,001)V = 1,001V$$

- Solución (c)

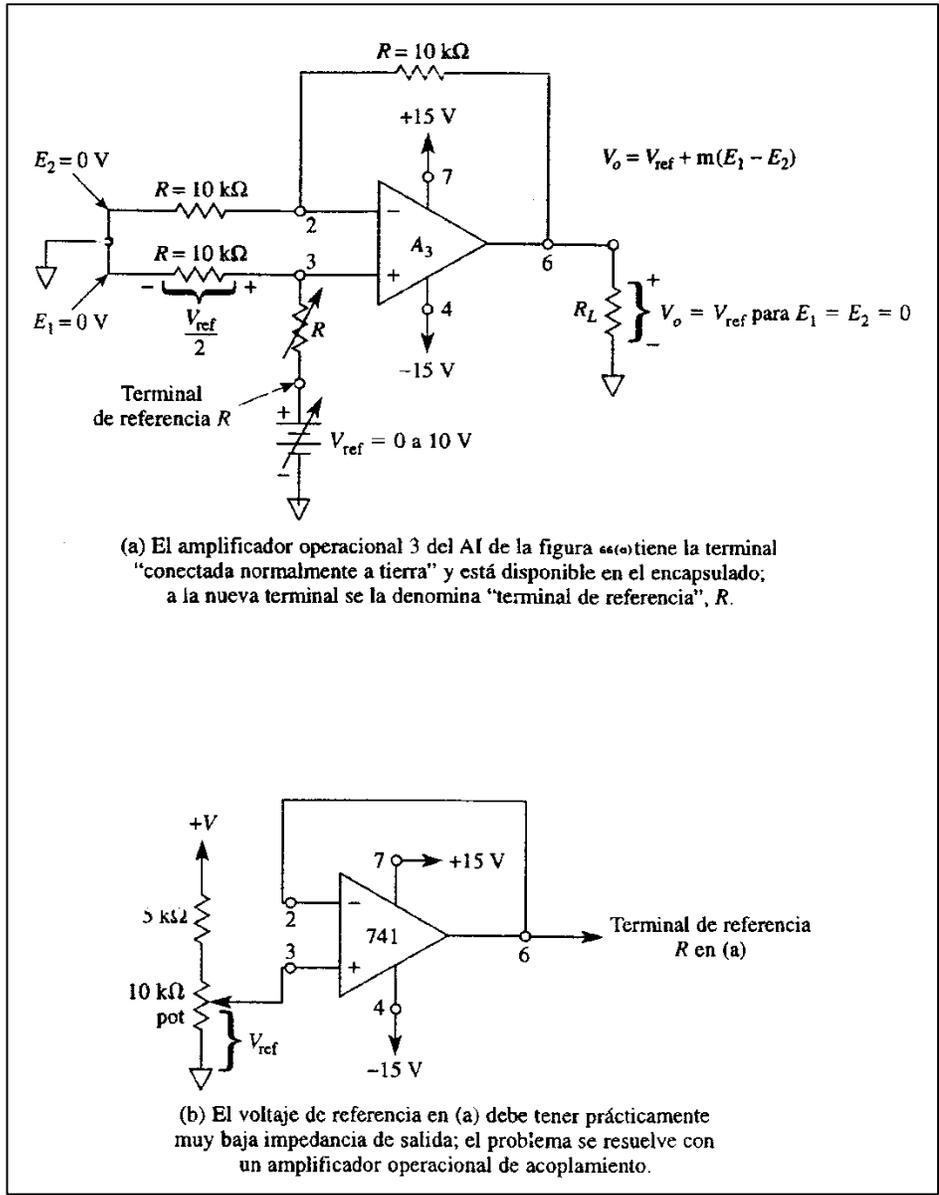
$$V_o = 1\,001[-1,001 - (-1,002)]V = 1,001V$$

### 7.5.2. Voltaje de salida respecto a una referencia

En algunas aplicaciones de acondicionamiento de señal, el objetivo es obtener el voltaje de salida a nivel de referencia que no sea el de 0 V. Por ejemplo, hay casos en los que se desea ubicar una plumilla en un graficador o el trazo en un osciloscopio enviando una señal desde un control con un amplificador de instrumentación. Para ello, basta con añadir un voltaje de referencia en serie con una resistencia del amplificador diferencial básico. Suponiendo que el valor de  $E_1$  y  $E_2$  se define como 0 V en la figura 85(a). Las salidas de  $A_1$  y  $A_2$  son iguales a 0 V. Por lo tanto, es posible mostrar las entradas del amplificador diferencial,  $A_3$  como 0 V, en la figura 85(a).

Se aplica un nivel de voltaje o un voltaje de referencia  $V_{ref}$ , en serie con la terminal de referencia  $R$ .  $V_{ref}$  se divide en 2 y se aplica a la entrada (+) del amplificador operacional  $A_3$ . En estas condiciones, el amplificador no inversor produce una ganancia de 2, por lo que  $V_o$  resulta a  $V_{ref}$ . Ahora ya puede ajustarse  $V_o$  en cualquier valor de voltaje de referencia mediante el ajuste de  $V_{ref}$ . En la práctica,  $V_{ref}$  es la salida del circuito seguidor de voltaje mostrado en la figura 85(a).

Figura 85. El voltaje de salida de un amplificador (AI) puede ser sobre un nivel de voltaje determinado



(a) El amplificador operacional 3 del AI de la figura 85(a) tiene la terminal "conectada normalmente a tierra" y está disponible en el encapsulado; a la nueva terminal se la denomina "terminal de referencia",  $R$ .

(b) El voltaje de referencia en (a) debe tener prácticamente muy baja impedancia de salida; el problema se resuelve con un amplificador operacional de acoplamiento.

Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 224.

## **7.6. Detección y medición mediante el amplificador de instrumentación**

A continuación se explicará la detección y medición mediante el amplificador de instrumentación.

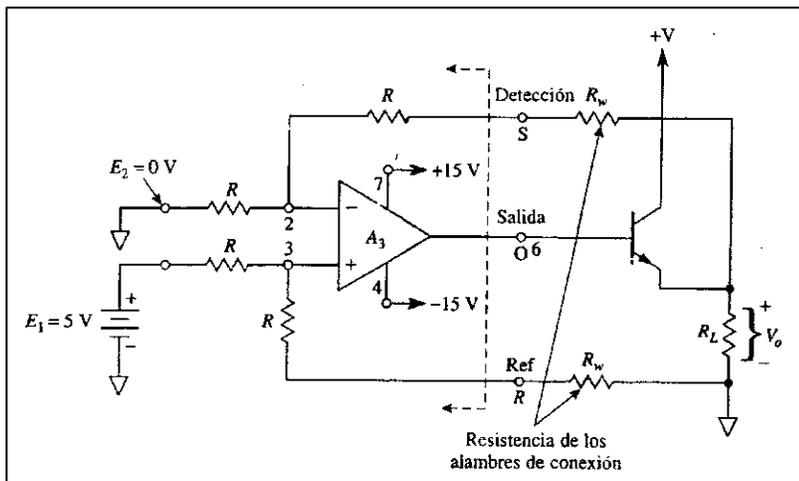
### **7.6.1. Terminal de detección**

La versatilidad y desempeño del amplificador de instrumentación de la figura 84 se puede mejorar al abrir el lazo de retroalimentación negativa del amplificador operacional  $A_3$  y agregar tres terminales. Como se aprecia en la figura 86, estas terminales son la terminal de salida  $O$ , la terminal de detección  $S$  y la terminal de referencia  $R$ . En caso de que fuese necesario utilizar alambres largos o un transistor amplificador de corriente entre el amplificador de instrumentación y la carga, se producirán caídas de voltaje a través de los alambres de conexión.

Para eliminar esta caída, la terminal de detección y la de referencia se conectan directamente a la carga. De esta manera, la resistencia del alambre se suma por igual a las resistencias en serie con las terminales de detección y de referencia para minimizar cualquier desigualdad. Todavía más importante, al detectar el voltaje en las terminales de carga en lugar de la terminal de salida del amplificador, la retroalimentación actúa para mantener constante el voltaje en la carga. Si sólo se utiliza el amplificador diferencial básico, el voltaje de salida se determina mediante la ecuación 66, en la que  $m = 1$ . Si se utiliza el amplificador de instrumentación, el voltaje de salida se calcula mediante la ecuación 68.

A esta técnica también se le conoce como detección remota de voltaje, es decir, se detecta y controla el voltaje en la carga remota y no en las terminales de salida del amplificador.

Figura 86. **Al extender las terminales del sensor y de referencia hasta las terminales de carga se logra que  $V_o$  dependa de la ganancia del amplificador y de los voltajes de entrada y no de las corrientes en la carga o de la resistencia de carga**



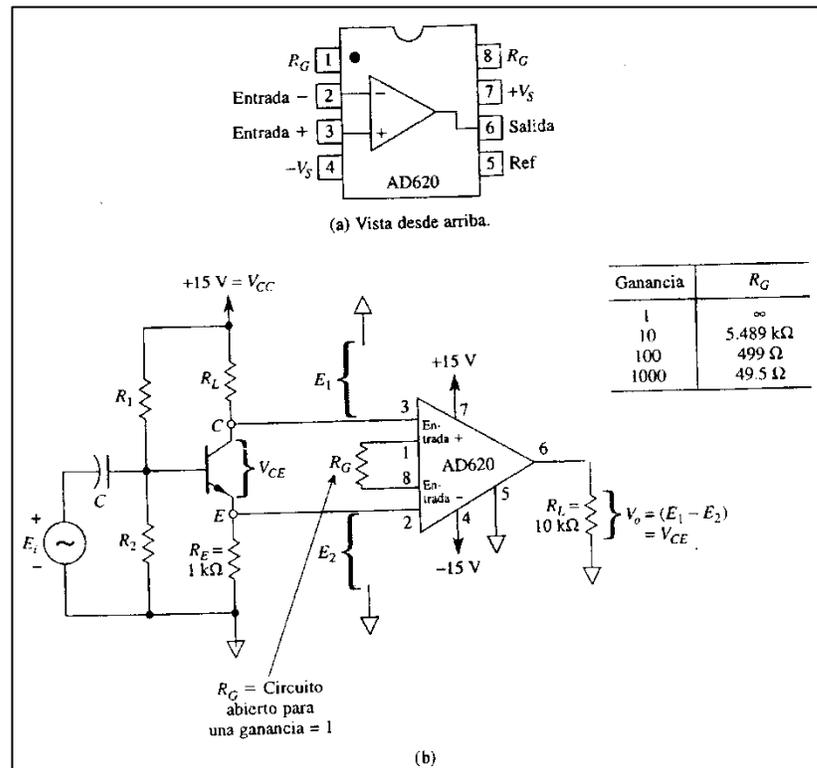
Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 225.

### 7.6.2. Mediciones de voltaje diferencial

En la figura 87 se presenta el esquema de un amplificador de instrumentación de bajo costo sin la terminal de entrada de detección. En el caso del AD620 sólo se utiliza una resistencia externa para definir la ganancia que va de 1 a 1 000. Este dispositivo se puede adquirir en los encapsulados SOIC o DIP de 8 terminales, como se aprecia en la figura 87(a). El fabricante proporciona la relación entre la ganancia y  $R_G$  de la siguiente manera:

$$Ganancia = 1 + \left( \frac{49\ 400}{R_G} \right)$$

Figura 87. Estilo del encapsulado en (a) y un AI utilizando para medir un voltaje diferencia flotante en (b)



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 226.

En la figura 87(b) se presentan en forma de tabla los valores de  $R_G$  correspondientes a ganancias de 1, 10, 100 y 1 000.

La manera más común de medir  $V_{CE}$  de un circuito amplificador de emisor común en operación es: medir el voltaje de colector (con respecto a la tierra), medir el voltaje de emisor (en relación con la tierra) y calcular la diferencia.

Mediante el amplificador de instrumentación, AI, esta medición se hace en un solo paso, como se muestra en la figura 87(b). Dado que  $E_1 = V_{colector}$  y  $E_2 = V_{emisor}$ :

$$V_o = (1)(E_1 - E_2) = (1)(V_{colector} - V_{emisor}) = V_{CE} \quad [\text{Ec. 70}]$$

- Ejemplo 7.6

Si  $V_o = 5 V$  en la figura 87(b), calcule  $V_{CE}$

- Solución

De la ecuación 70:

$$5 V = (E_1 - E_2) = V_{CE}$$

- Ejemplo 7.7

Ampliar el ejemplo 7.6 de la siguiente manera: conectar la entrada (+) con el emisor y la entrada (-) a tierra, suponer que  $V_o$  mide  $1,2 V$ . Calcular: (a) la corriente de emisor  $I_E$ ; (b) el voltaje a través de  $R_L$ , es decir  $V_{RL}$ .

- Solución (a)

Dado que  $V_o = 1,2 V$  y, por lo tanto  $V_{RE} = 12 V$ . Use la ley de Ohm para calcular  $I_E$ .

$$I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{1,2 V}{1 k\Omega} = 1,2 mA$$

- Solución (b)

$$V_{colector} = V_{CE} + V_{RE} = 5 V + 1,2 V = 6,2 V$$

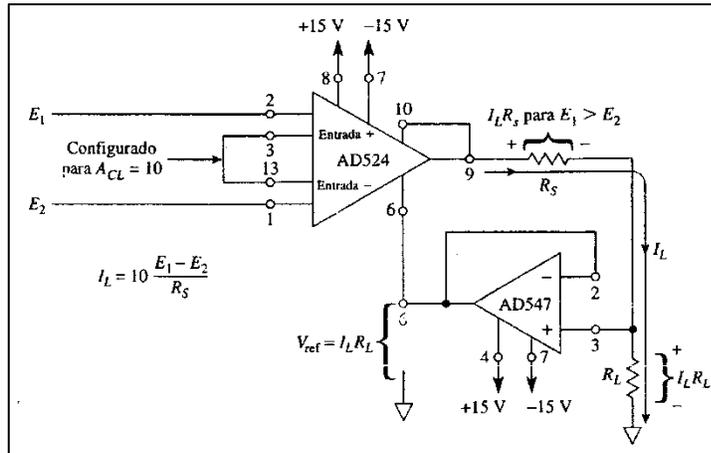
$$V_{RL} = V_{CC} - V_{colector} = 15 V - 6,2 V = 8,8 V$$

En la parte (a) de este ejemplo se muestra cómo medir la corriente en un circuito en operación mediante la medición de la caída de voltaje a través de una resistencia conocida.

### **7.6.3. Convertidor de voltaje diferencial a corriente**

El amplificador de instrumentación AD620 no tiene terminal de detección. Por lo tanto, en caso de que en una aplicación se necesitara en esta terminal, habrá que elegir otro AI, como el AD524 o el AD624. En la figura 88 se aprecia cómo construir una excelente fuente de corriente mediante la cual se suministra o disipa corriente directa a una carga conectada a tierra, además de servir como fuente de corriente alterna.

Figura 88. **Con un AI, un amplificador operacional y una resistencia se construye un convertidor de voltaje diferencial a corriente**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 228.

Para entender el funcionamiento de este circuito, es necesario comprender que el voltaje de salida del AI, en la terminal 9, depende de la corriente de carga  $I_L$ , de la resistencia de carga  $R_L$  y de la resistencia de ajuste de la corriente  $R_S$ . Expresando lo anterior en forma de ecuación:

$$V_9 = I_L R_S + I_L R_L \quad [\text{Ec. 71}]$$

El voltaje de salida de un AI también se puede expresar de la siguiente manera:

$$V_9 = V_{ref} + \text{ganancia}(E_1 - E_2) \quad [\text{Ec. 72}]$$

El seguidor de voltaje AD547 fuerza el voltaje de referencia de manera que iguale al voltaje de carga o  $V_{ref} = I_L R_L$ . Como la ganancia del AI está

ajustada a 10 en la figura 88, se puede reescribir la ecuación 72 de la siguiente manera:

$$V_9 = I_L R_L + 10(E_1 - E_2) \quad [\text{Ec. 73}]$$

Si se igualan las ecuaciones 71 y 73, se resuelven para  $I_L$  y se obtiene:

$$I_L = 10 \left( \frac{E_1 - E_2}{R_s} \right) \quad [\text{Ec. 74}]$$

La ecuación 74 indica que la resistencia de carga  $R_L$  no controla a la corriente de carga; lo anterior será válido en tanto que no se fuerce a ninguno de los amplificadores a llegar a la saturación.  $I_L$  se controla mediante  $R_s$  y por la diferencia entre  $E_1$  y  $E_2$ .

- Ejemplo 7.8

En el circuito de la figura 88,  $R_s = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $E_1 = 100 \text{ mV}$ ,  $E_2 = 0 \text{ V}$  y  $R_L = 5 \text{ k}\Omega$ . Calcular: (a)  $I_L$ ; (b)  $V_{R_s}$ ; (c)  $V_{V_{ry}}$ , (d)  $V_9$ .

- Solución (a)

De la ecuación 74

$$I_L = 10 \left( \frac{0,1 \text{ V} - 0 \text{ V}}{1\,000 \, \Omega} \right) = 1 \text{ mA}$$

- Solución (b)

$$V_{R_s} = I_L R_s = (1 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 1 \text{ V}$$

- Solución (c)

$$V_{ref} = I_L R_s = (1 \text{ mA})(5 \text{ k}\Omega) = 5 \text{ V}$$

- Solución (d)

De la ecuación 71 o 73

$$V_9 = I_L R_s + I_L R_L = 1 \text{ V} + 5 \text{ V} = 6 \text{ V}$$

○

$$V_9 = R_{ref} + ganancia(E_1 - E_2) = 5 \text{ V} + 10(0,1 \text{ V}) = 6 \text{ V}$$

## 7.7. El amplificador de instrumentación como circuito acondicionador de señal

Es un sistema de medición en general se debe procesar de una forma adecuada para la siguiente etapa de la operación.

### 7.7.1. Introducción al sensor de deformaciones

El sensor de deformaciones es un alambre conductor cuya resistencia cambia ligeramente al acortarlo o alargarlo. El cambio de su longitud es pequeño, unas cuantas millonésimas de pulgada. El sensor está integrado a

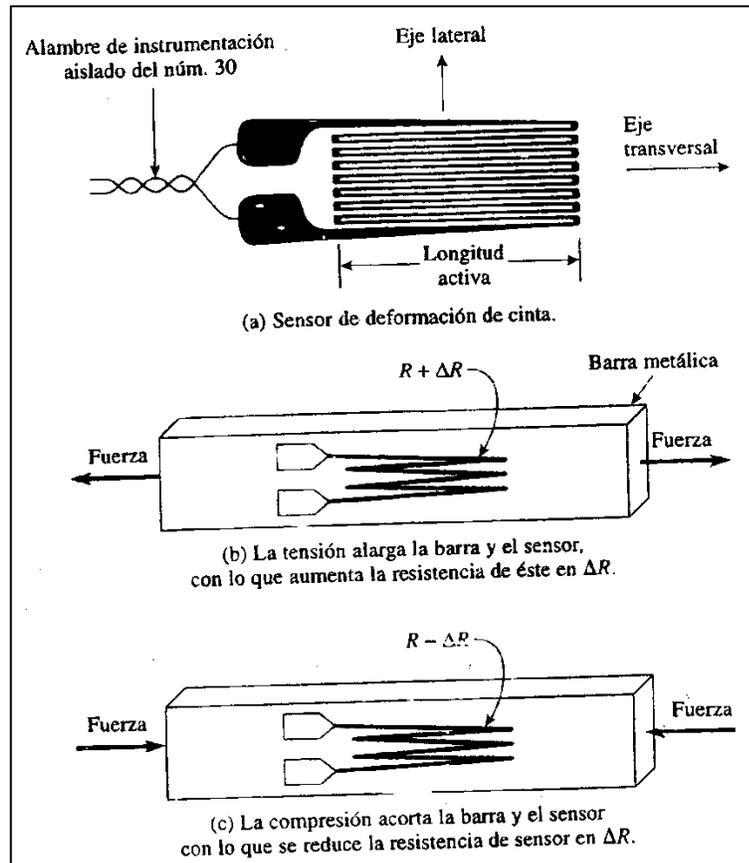
una estructura, de modo que los porcentajes de cambio de longitud del sensor de deformación y de la estructura son idénticos.

En la figura 89(a) se aprecia un sensor e deformación de tipo cinta metálica. La longitud activa del sensor está situada a lo largo del eje transversal. Se debe montar el sensor de manera que el eje transversal coincida con el movimiento de la estructura que se va a medir (ver figura 89(b) y (c)). Cuando por causa de una tensión se alarga la barra y el conductor del sensor, también aumenta la resistencia de esta. Una compresión disminuye la resistencia del sensor, al disminuir la longitud normal del sensor de esfuerzo.

#### **7.7.2. Material utilizado en el sensor de deformación**

Los sensores de deformación se construyen utilizando aleaciones metálicas como Constantan, Nicromo V, Dynaloy, Stabiloy o aleaciones de platino. Para el trabajo a altas temperaturas se utiliza el alambre. Para temperaturas moderadas, los sensores de deformación se construyen con aleaciones de metales en cintas muy delgadas mediante un procedimiento de fotograbado. Se consigue así un producto denominado sensor de deformación tipo cinta, del cual se muestra un ejemplo en la figura 89(a).

Figura 89. **Empleo de un sensor de deformaciones para medir el cambio en la longitud de una estructura**



Fuente: COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos*. p. 230.

### 7.7.3. **Cómo se usa la información obtenida mediante el sensor de deformación**

En la siguiente sección se demostrará que este instrumento mide sólo el cambio de la resistencia del sensor,  $\Delta R$ . El fabricante especifica la resistencia del sensor sin deformación. Una vez medida  $\Delta R$ , se calcula la relación  $\Delta R/R$ . El fabricante proporciona también un factor de sensibilidad ( $GF$ ), característico de

cada instrumento. Este factor es la relación que existe entre el cambio porcentual en la resistencia de un sensor y su correspondiente cambio porcentual en longitud. Estos cambios porcentuales también se pueden expresar en forma decimal. Si se divide la relación  $\Delta R/R$  entre el factor de sensibilidad  $G$ , se obtiene la razón de cambio de la longitud del sensor  $\Delta L$  respecto de su longitud original  $L$ . Desde luego que la estructura en la que está montado el sensor tiene el mismo  $\Delta L/L$ . Mediante un ejemplo se ilustrará cómo se utiliza el factor de sensibilidad.

- Ejemplo 7.9

Se fija a una barra metálica, un sensor de deformación de  $120 \Omega$  con un factor de sensibilidad de 2. La barra se estira y provoca un  $\Delta R$  de  $0,001 \Omega$ . Calcular  $\Delta L/L$ .

- Solución

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta R/R}{GF} = \frac{0,001 \Omega / 120 \Omega}{2}$$

A la relación  $\Delta L/L$  se le denomina deformación unitaria. La información relativa a esta (deducida mediante la medición  $\Delta R$ ) es lo que interesa a los ingenieros mecánicos. Estos datos y características conocidas del material estructural (módulo de elasticidad) sirven para determinar el esfuerzo en una viga. El esfuerzo es la cantidad de fuerza ejercida sobre un área unitaria. La unidad del esfuerzo es la libra por pulgada cuadrada (psi). Si el material de la barra del ejemplo 7.9 fuese de hierro dulce, su esfuerzo sería de 125 psi. La fatiga, o esfuerzo de deformación, es la deformación de un material causada por un esfuerzo, o  $\Delta L/L$ .

#### **7.7.4. Laboratorio 7.1**

El amplificador de instrumentación es el que logra potencializar todas las cualidades deseadas y que no se pueden lograr en el amplificador diferencial básico.

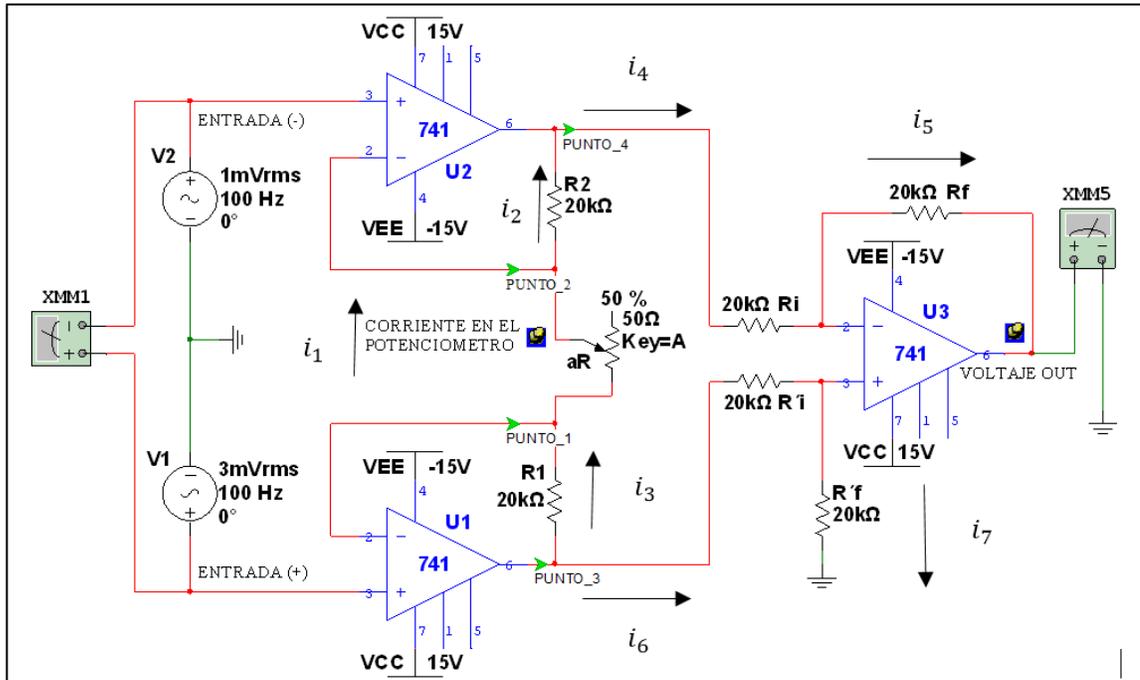
El amplificador de instrumentación se arma conectando un amplificador acoplado con un diferencial básico. En la configuración dada en este laboratorio, se plantea un circuito en el cual la ganancia se define en una sola resistencia. La resistencia de las dos entradas es muy alta y no cambia aunque se varíe la ganancia. Además, el voltaje de salida  $V_o$  no depende del voltaje común de  $V_1$  y  $V_2$ , solo de su diferencia.

La expresión que define el voltaje de salida de este circuito, tomando en consideración que la ganancia del amplificador diferencial básico es uno, es  $V_o = (V_1 - V_2)(1 + 2/a)$ , donde  $a = \% \cdot aR/R$ ; y  $R = R_1 = R_2$  ( $\% =$  porcentaje del valor del potenciómetro).

##### **7.7.4.1. Instrucciones**

Dado el circuito de la figura 90, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al cual también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas. En el circuito están señalados numéricamente los nodos o puntos de análisis, los cuales están indicados con un punto de fondo azul.

Figura 90. Circuito del amplificador de instrumentación



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Hallar la expresión para el voltaje en cada uno de los puntos indicados en Multisim: punto uno, dos, tres y cuatro. También, hallar la expresión para la corriente en la resistencia  $aR$  y el voltaje de salida  $V_o$  en función de las variables  $V_1$ , y  $V_2$ .

Para encontrar la relación del voltaje se deben tomar en cuenta, como se hizo en los circuitos anteriores en donde se presentaba la configuración del amplificador seguidor de voltaje, que para el punto 1 indicado en el circuito el voltaje de salida le corresponde  $V_1$ , para el punto 2 le corresponde el valor de  $V_2$ . De lo anterior se comienzan a establecer las igualdades:

$$i_1 = i_2$$

$$\frac{V_1 - V_2}{aR} = \frac{V_2 - V_4}{R_2}$$

$$R_2V_1 - R_2V_2 = aRV_2 - aRV_4 \quad [\text{Ec. 75}]$$

Teniendo la relación anterior, ahora se puede encontrar la segunda relación de corrientes, las cuales son las siguientes:

$$i_3 = i_1$$

$$\frac{V_3 - V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_2}{aR}$$

$$aRV_3 - aRV_1 = R_1V_1 - R_1V_2 \quad [\text{Ec. 76}]$$

Se establece la relación entre:

$$i_6 = i_7$$

$$\frac{V_3 - V_5}{R'_i} = \frac{V_5 - 0}{R'_f}$$

$$R'_fV_3 = V_5(R'_f + R'_i) \quad [\text{Ec. 77}]$$

Se establece la relación entre  $i_4$  e  $i_5$ :

$$i_4 = i_5$$

$$\frac{V_4 - V_5}{R_i} = \frac{V_5 - V_o}{R_f}$$

Al simplificar la relación queda de la siguiente forma:

$$R_f V_4 + R_i V_o = (R_i + R_f) V_5 \quad [\text{Ec. 78}]$$

Al observar el circuito de instrumentación se pueden asumir las siguientes igualdades entre las resistencias, es decir que  $R_f = R'_f$  y  $R_i = R'_i$ . Por lo tanto, se pueden igualar las expresiones 3 y 4:

$$R_f V_4 + R_i V_o = R_f V_3$$

Al despejar  $V_o$ :

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} (V_3 - V_4)$$

En la ecuación anterior se observa que existe la relación  $(V_3 - V_4)$ , lo cual al despejar  $V_3$  de 2 y  $V_4$  de 1:

$$V_3 - V_4 = \frac{R_1 V_1 - R_1 V_2 + a R V_1}{a R} - \left( \frac{-R_2 V_2 + R_2 V_2 + a R V_2}{a R} \right)$$

$$V_3 - V_4 = \frac{R_1 V_2 - R_1 V_2 + a R V_1 + R_2 V_1 - R_2 V_2 - a R V_2}{a R}$$

$$V_3 - V_4 = \frac{(V_2 - V_1)(R_1 + R_2) + a R (V_1 - V_2)}{a R}$$

Por lo que al final la relación queda definida de la siguiente forma:

$$V_3 - V_4 = \frac{(V_2 - V_1)(R_1 + R_2)}{aR} + (V_1 - V_2) \quad [\text{Ec. 79}]$$

Al sustituir 5 en la ecuación que define el voltaje de salida, la misma queda definida de la siguiente forma:

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} \left[ \frac{(V_1 - V_2)(R_1 + R_2)}{aR} + (V_1 - V_2) \right] \quad [\text{Ec. 80}]$$

- Dado el valor de las variables del circuito planteado en Multisim, obtener el valor teórico de los voltajes en cada uno de los puntos analizados en el ejercicio anterior.

Para encontrar el voltaje en el punto 1; debido a la configuración seguidor de voltaje:

$$V_1 = 3 \text{ mV}$$

Para encontrar el voltaje en el punto 2; siguiendo lo que para el punto 1:

$$V_2 = 1 \text{ mV}$$

Para encontrar el voltaje en el punto 3, se despeja  $V_3$  de la ecuación 79, quedando la expresión de esta forma:

$$V_3 = \frac{R_1 V_1 - R_1 V_2 + aR V_1}{aR}$$

$$V_3 = \frac{20 \text{ K}\Omega * 3 \text{ mV} - 20 \text{ K}\Omega * 1 \text{ mV} + 25 \Omega * 3 \text{ mV}}{25 \Omega} = 1,603 \text{ V}$$

Para encontrar la tensión en el punto 4, se despeja  $V_4$  de 79, quedando la expresión de esta forma:

$$V_4 = \frac{-20 \text{ K}\Omega * 3 \text{ mV} + 20 \text{ K}\Omega * 1 \text{ mV} + 25 \Omega * 1 \text{ mV}}{25 \Omega} = -1,597 \text{ V}$$

El signo negativo significa que este voltaje es más negativo que tierra, es decir que al momento de encontrar la diferencia de potencial entre el punto 3 y 4, el voltaje del punto 4 en realidad está restando al voltaje del punto 3.

Para encontrar el voltaje de salida se utiliza la expresión que se encontró anteriormente, quedando definida de esta forma:

$$V_o = \frac{20 \text{ K}\Omega}{20 \text{ K}\Omega} \left[ \frac{(3 - 1) \text{ mV} * (20 + 20) \text{ K}\Omega}{25 \Omega} + (3 - 1) \text{ mV} \right] = 3,202 \text{ V}$$

- De acuerdo a las variables calculadas teóricamente en los puntos analizados en el segundo ejercicio y con la ayuda de los instrumentos de medición de Multisim, medir el valor de cada una de las variables calculadas en dicho inciso.
  - Utilizar los multímetros XMM1 para medir el voltaje  $V_{\text{PUNTO UNO}}$ , XMM2 para medir el voltaje  $V_{\text{PUNTO DOS}}$ , XMM3 para medir el voltaje  $V_{\text{PUNTO TRES}}$ , XMM4 para medir el voltaje  $V_{\text{PUNTO CUATRO}}$ , y XMM5 para el voltaje diferencial de salida  $V_o$ .

Voltaje en el punto 1:

$$V_{XMM1} = 3 \text{ mV}$$

Voltaje en el punto 2:

$$V_{XMM2} = 1 \text{ mV}$$

Voltaje en el punto 3:

$$V_{XMM3} = 1,566 \text{ V}$$

Voltaje en el punto 4:

$$V_{XMM4} = 1,570 \text{ V}$$

- Comparar los valores calculados teóricamente con los medidos en Multisim para cada una de las variables analizadas.

Al analizar el funcionamiento del circuito de instrumentación con amplificadores operacionales, se puede comprender que este circuito es de mucha utilidad debido a que si es utilizado para una aplicación en la cual el voltaje que se obtiene es mínimo, se puede obtener una gran ganancia a la salida del circuito, pudiendo acoplar la salida a cualquier otra aplicación.

- Describir las conclusiones de cada uno de los ejercicios realizados.

Al analizar los valores que se obtuvieron en la simulación del programa Multisim, se puede observar que la diferencia entre el resultado teórico y

práctico es mínima, es decir que el análisis que se empleó anteriormente puede ser aplicado a otras soluciones para este tipo de ejercicios.

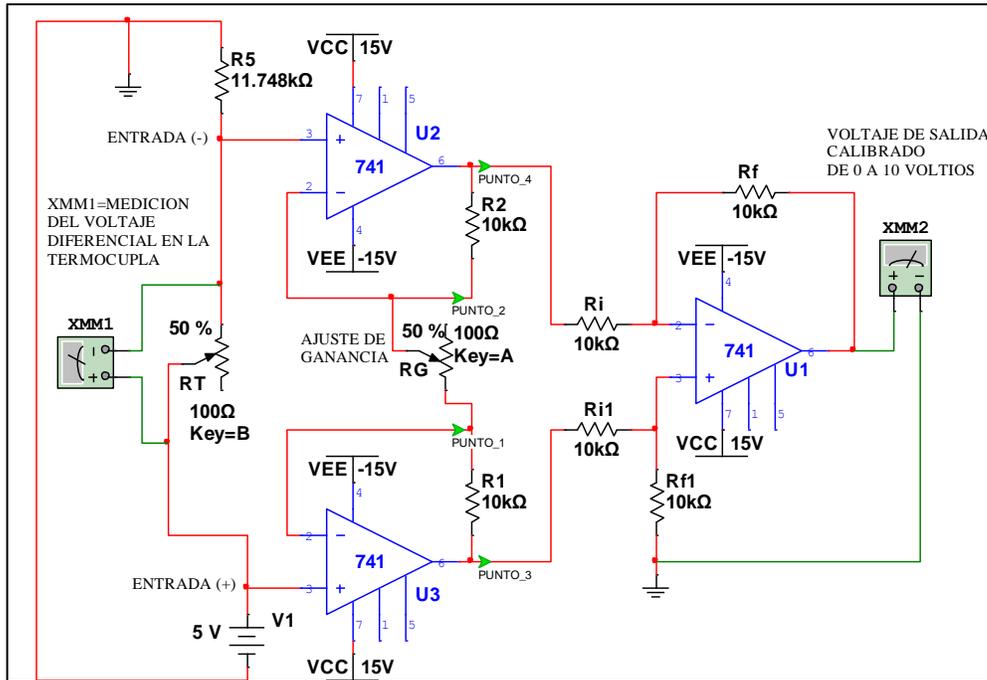
### **7.7.5. Laboratorio 7.2**

Este laboratorio es bastante similar al anterior, con la diferencia de que en el presente, la señal de entrada es el voltaje diferencial de salida de una termocupla. Esta señal se simula usando un divisor de voltaje con un potenciómetro, el cual ha sido diseñado para que en los terminales de este dispositivo haya una caída de voltaje máxima de 42,2 mV, que es el máximo voltaje de salida de una termocupla tipo J a una temperatura de 750 °C. Esta diferencia de voltaje se puede variar de 0 a 42,2 mV al cambiar los valores del potenciómetro con la tecla “B” y monitorearse con el voltímetro XMM1. La expresión para el voltaje de salida sigue siendo  $V_o = (V_1 - V_2)(1 + 2/a)$ , donde  $a = \% \cdot aR/R$ ;  $R = R_1 = R_2$ ,  $\%$  = porcentaje del potenciómetro,  $V_1 - V_2$  = voltaje diferencial dado por la termocupla y el potenciómetro que define la ganancia debe mantenerse al 84 % para obtener la salida deseada.

#### **7.7.5.1. Instrucciones**

Dado el circuito de la figura 91, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al cual también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

Figura 91. **Amplificador de instrumentación con entrada desde una termocoupla**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Sea el circuito planteado en la figura 92, hallar el valor de  $R_T$  para lograr una caída de voltaje máxima de 42,2 m/V dadas las condiciones del mismo.

Partiendo de la condición de que la caída de tensión máxima que se quiere en  $R_T$  debe ser de 42,2 m/V, se parte del concepto de la ley de voltajes de Kirchoff que establece que la sumatoria de caídas de tensión en un circuito cerrado debe de ser igual a cero. Por lo que se plantea la siguiente ecuación:

$$V_f - V_{R_T} - V_{R_5} = 0$$

Partiendo de la ecuación anterior, se sabe que el valor de la caída de tensión en  $V_{R_T} = 42,2 \text{ mV}$  y  $V_f = 5$ , por lo que al despejar la caída de tensión en  $V_{R_5}$ , da un valor de:  $4,9578 \text{ V}$ . Sabiendo que en un circuito en serie la corriente es la misma en todas las resistencias, se procede a calcular la corriente que pasa por  $V_{R_5}$ :

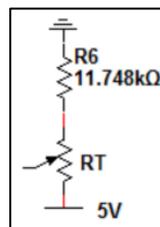
$$I = \frac{V_{R_5}}{R_T} = \frac{4,9578}{11,748 \text{ k}\Omega} = 0,000422 \text{ A}$$

Sabiendo la corriente y teniendo en cuenta la caída de tensión se puede encontrar el valor de la resistencia que debe tener para que la caída de tensión sea  $42,2 \text{ mV}$ :

$$R = \frac{42,2 \text{ mV}}{0,000422} = 100 \Omega$$

Es decir que la resistencia debe de ser  $100 \Omega$ .

Figura 92. **Divisor de voltaje con un potenciómetro que simula el voltaje diferencial de una termocupla tipo J**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Comprobar en Multisim que con el valor calculado de  $R_T$  se logra una caída máxima de voltaje aproximadamente de 42,2 mV. Para ello ejecutar la simulación, ajustar  $R_G$  al 84 % y  $R_T$  al 100 %. Enseguida, con XMM1 medir el valor del voltaje diferencial en  $R_T$ . De acuerdo al valor de tensión medido, ¿de qué tipo de termocupla se trata?
- Usando los mismos ajustes indicados en el ejercicio anterior, hallar la expresión para el voltaje en cada uno de los puntos indicados en Multisim: punto uno, dos, tres y cuatro (usar el mismo análisis del laboratorio 17). Asimismo, hallar la expresión para la corriente en la resistencia  $aR$ , el voltaje de salida  $V_o$  en función de las variables  $V_1$  y  $V_2$ . Enseguida, calcular el valor teórico de cada una de las expresiones correspondientes a cada uno de los puntos analizados y con las variables dadas según las condiciones iniciales del circuito del presente laboratorio. Los valores obtenidos de este análisis se deben ingresar a una tabla de Excel en una columna de título: valores teóricos. Adicionalmente, hacer una segunda columna titulada valores medidos y una tercera con el nombre de porcentaje de diferencia teórico – real.

Al hacer el análisis de la forma en que se aplica el voltaje a la entrada no inversora del amplificador U3, se observa que el valor entre la salida de la fuente  $V_1$  y tierra, es el mismo de la entrada no inversora, por lo que a la entrada del mismo el voltaje es  $V_1$  para el caso del amplificador de instrumentación. Para analizar la entrada no inversora del amplificador U2, el voltaje aplicado por parte de la fuente  $V_1$ , lo que realmente se le está aplicando es un divisor de voltaje, es decir que la entrada no inversora está en paralelo con la resistencia  $R_5$ ; así que, para encontrar el voltaje que se le aplica a este lado se planteará la siguiente ecuación:

$$V^+ = \frac{R_5 V}{R_5 + R_T}$$

Por lo que se puede aplicar el análisis del laboratorio 7.1 para resolver el circuito, únicamente tomando en cuenta que se deben plantear las siguientes condiciones y sustituirlas en la ecuación:

$$V^+ = V_2$$

Para el caso de  $V_1$ , será el valor de la fuente de voltaje, por lo tanto:

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} \left[ \frac{(V_2 - V_1)(R_1 + R_2)}{aR} + (V_1 - V_2) \right]$$

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} \left[ \frac{\left( \frac{R_5 V}{R_5 + R_T} - V_1 \right) (R_1 + R_2)}{RG} + \left( V_1 - \frac{R_5 V}{R_5 + R_T} \right) \right]$$

Al sustituir los valores en la ecuación anterior se puede definir lo siguiente:

$$V_o = \frac{10 \text{ K}\Omega}{10 \text{ K}\Omega} \left[ \frac{\left( 5 \text{ V} - \frac{11,748 \text{ K}\Omega * 5 \text{ V}}{11,748 \text{ K}\Omega + 50 \Omega} \right) (10 + 10) \text{ K}\Omega}{50 \Omega} + \left( 5 \text{ V} - \frac{11,748 \text{ K}\Omega * 5 \text{ V}}{11,748 \text{ K}\Omega + 50 \Omega} \right) \right] = 8,4971 \text{ V}$$

Para encontrar el valor de  $V_2$ , se aplica la ecuación que anteriormente se describió:

$$V_2 = \frac{11,748 \text{ K}\Omega * 5 \text{ V}}{11,748 \text{ K}\Omega + 50\Omega} = 4,9788 \text{ V}$$

Para encontrar el valor en el punto 3, se aplica la ecuación encontrada en el laboratorio 7.1:

$$V_3 = \frac{R_1 V - R_1 \frac{R_5 V}{R_5 + R_T} + R G V}{R G}$$

$$V_3 = \frac{10 \text{ k}\Omega * 5 \text{ V} - \frac{11,748 \text{ K}\Omega * 10 \text{ K}\Omega * 5 \text{ V}}{11,748 \text{ K}\Omega + 50 \Omega} + 50 \Omega * 5 \text{ V}}{50 \Omega} = 9,23 \text{ V}$$

Para encontrar el valor en el punto 4, se aplica también el mismo procedimiento anterior, quedando definida la expresión:

$$V_4 = \frac{R_5 V}{R_5 + R_T} + \frac{R_2 R_5 V}{R G (R_5 + R_T)} - \frac{R_2 V}{R G}$$

$$V_4 = \frac{11,748 \text{ K}\Omega * 5 \text{ V}}{11,748 \text{ K}\Omega + 50 \Omega} + \frac{10 \text{ K}\Omega * 11,748 \text{ K}\Omega * 10 \text{ K}\Omega * 5 \text{ V}}{(11,748 \text{ K}\Omega + 50 \Omega) * 50 \Omega} - \frac{10 \text{ K}\Omega * 5 \text{ V}}{50 \Omega}$$

$$V_4 = 740,804 \text{ mV}$$

- De acuerdo a las variables calculadas teóricamente en los puntos analizados en el ejercicio tres y con ayuda de los *measurement probe* de Multisim, medir el valor de cada una de las variables calculadas teóricamente. Para visualizar el valor de los parámetros requeridos, solamente acercar el puntero del *mouse* al *measurement probe* y automáticamente mostrará dichos valores. Cada uno de los puntos de

análisis está identificado con un número de nodo. Los valores medidos se los debe ingresar a la tabla en la columna llamada: valores medidos.

- Comparar, en una tabla de Excel, los valores calculados teóricamente con los medidos en Multisim y determinar el porcentaje de error para cada una de las variables en comparación.

Tabla XXXIII. **Valores encontrados en el ejercicio**

Variable	Valor teórico	Valor medido	Porcentaje de error
$V_0$	8,4971	8,4830	0,1659
$V_1$	5,0000	5,0000	0,0000
$V_2$	4,9788	4,9800	0,0241
$V_3$	9,0000	9,0000	0,0000
$V_4$	0,7408	0,7504	1,2958

Fuente: elaboración propia.

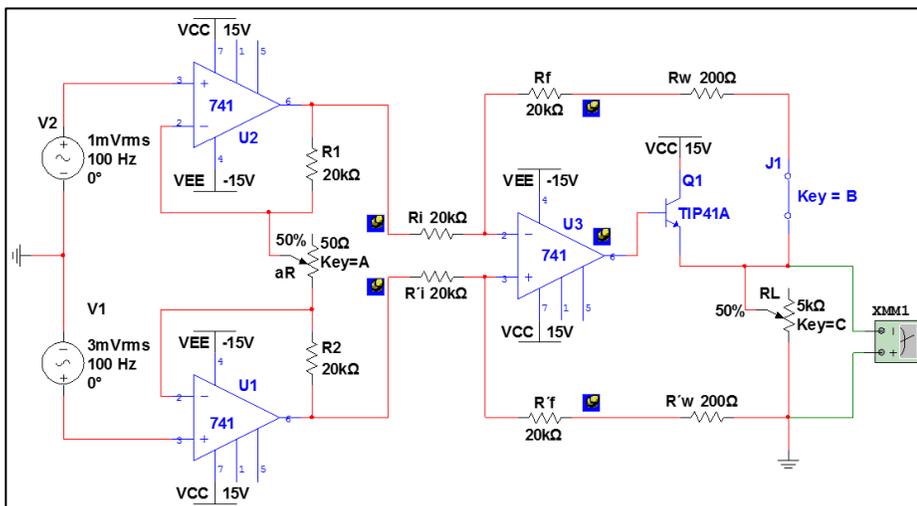
### 7.7.6. Laboratorio 7.3

Se puede mejorar la versatilidad y el desempeño del amplificador de instrumentación al abrir el lazo de retroalimentación negativa del amplificador operacional  $U_3$  y agregar tres terminales, las cuales son la terminal de salida O, la terminal de detección S y la terminal de referencia R. En algunos casos será necesario utilizar cables largos o un transistor amplificador de corriente entre el amplificador de instrumentación y la carga, por lo que se producirán caídas de voltaje  $R_w$  y  $R'w$  a través de los alambres de conexión. Para eliminar esta caída la terminal de detección y la de referencia, se conectan directamente a la carga. Al detectar el voltaje en los terminales de carga en lugar de la terminal de salida del amplificador, la retroalimentación actúa para mantener constante el voltaje en la carga.

### 7.7.7. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 93, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al cual también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas. En el circuito están señalados los nodos o puntos de análisis con un punto de fondo azul.

Figura 93. **Detección y medición mediante el amplificador de instrumentación**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Hacer una tabla en Excel con las variables  $aR$ ,  $V_o$ , cierre el *switch* con la tecla "B" ejecute la simulación en Multisim y dejar la carga  $R_L$  con un valor constante del 50 %.
- Hacer variaciones al potenciómetro  $aR$ , con la tecla "A", del 5 % cada una hasta llegar al 100 %, que son 50  $\Omega$ . Por cada variación

realizada medir el voltaje  $V_o$  en la carga  $R_L$  utilizando el multímetro XMM1.

Tabla XXXIV. **Valores obtenidos de  $V_o$  en función de  $aR$**

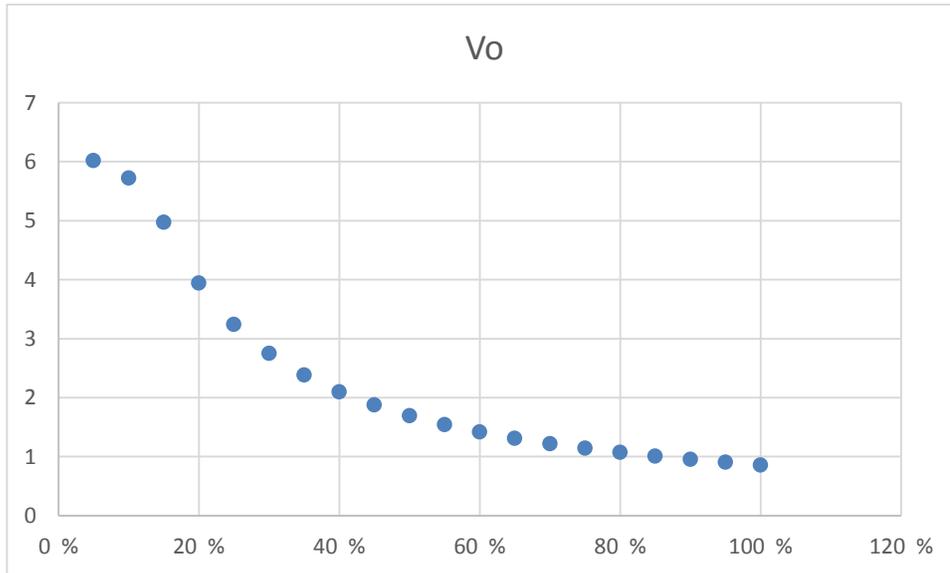
<b>aR</b>	<b><math>V_o</math></b>
5,0000 %	6,0200
10,0000 %	5,7260
15,0000 %	4,9750
20,0000 %	3,9420
25,0000 %	3,2450
30,0000 %	2,7500
35,0000 %	2,3830
40,0000 %	2,1000
45,0000 %	1,8760
50,0000 %	1,6950
55,0000 %	1,5460
60,0000 %	1,4210
65,0000 %	1,3140
70,0000 %	1,2220
75,0000 %	1,1420
80,0000 %	1,0720
85,0000 %	1,0100
90,0000 %	0,9547
95,0000 %	0,9051
100,0000 %	0,8605

Fuente: elaboración propia.

- Graficar  $V_o$  contra  $aR$  y explicar la gráfica obtenida.

Como se observa en la figura 93 al ir cambiando el valor de  $aR$ , el valor de voltaje a la salida va reduciendo su valor.

Figura 94. Gráfica de  $V_o$  contra  $aR$



Fuente: elaboración propia.

- Explicar cuál es el comportamiento del voltaje  $V_o$  en los terminales de la carga  $R_L$  al hacer variaciones en el potenciómetro  $aR$ .

Tal como se observa en la gráfica, el comportamiento que se muestra es en forma exponencial.

- De acuerdo a las variaciones realizadas en  $aR$  y a los resultados obtenidos, ¿sería recomendable esta configuración de circuito para alimentar una carga que demanda un voltaje casi constante en sus terminales?

Como se observa en la gráfica, no sería recomendable el circuito debido a que los cambios que se van dando en la resistencia, se modifican de manera drástica en la salida del circuito.

- Hacer una tabla en Excel con las variables  $aR$ ,  $V_o$ , cerrar el *switch* con la tecla “B”, ejecutar la simulación en Multisim y dejar el valor del potenciómetro  $aR$  (ganancia del amplificador de instrumentación) con un valor constante del 50 %.
- Hacer variaciones a la carga  $R_L$  con la tecla “C” del 5 % cada una hasta llegar al 100 % a partir del 5 % del valor total dado. Por cada variación realizada medir el voltaje  $V_o$  en la

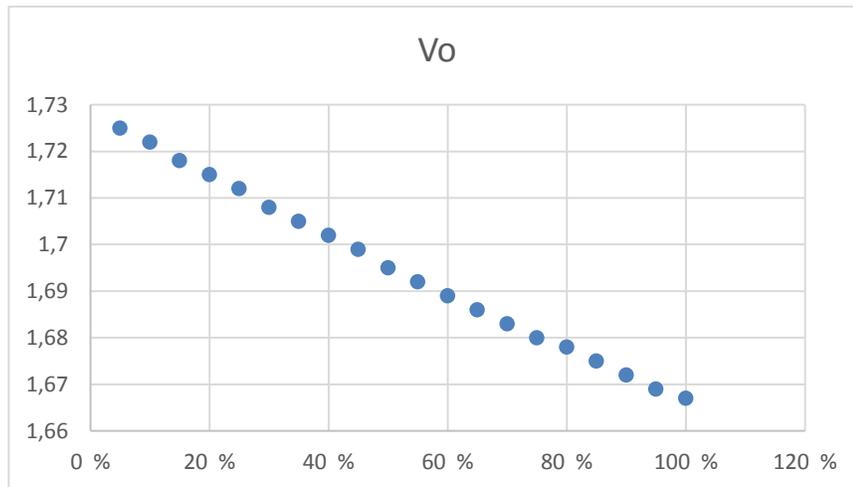
Tabla XXXV. **Valores medidos en los cambios de  $V_o$  en función de  $R_L$**

$R_L$	$V_o$
5 %	1,725
10 %	1,722
15 %	1,718
20 %	1,715
25 %	1,712
30 %	1,708
35 %	1,705
40 %	1,702
45 %	1,699
50 %	1,695
55 %	1,692
60 %	1,689
65 %	1,686
70 %	1,683
75 %	1,68
80 %	1,678
85 %	1,675
90 %	1,672
95 %	1,669
100 %	1,667

Fuente: elaboración propia.

- Graficar  $V_o$  contra  $R_L$ .

Figura 95. Gráfica  $V_o$  contra  $R_L$



Fuente: elaboración propia.

- Explicar cuál es el comportamiento del voltaje  $V_o$  en los terminales de la carga  $R_L$  al hacer variaciones a la misma.

Al hacer en análisis de la gráfica de la figura 95, se observa que el comportamiento de la misma es en forma lineal inversa, es decir que cuando se va aumentando el valor de la resistencia del potenciómetro la salida de voltaje va reduciendo su valor.

- De acuerdo a los análisis realizados, ¿sería recomendable esta configuración de circuito para alimentar una carga que demanda un voltaje casi constante en sus terminales?

No, debido a que el voltaje sufre variaciones al hacer pequeños cambios en el valor de la resistencia de carga, por lo que no sería recomendable aplicar este circuito.

### **7.7.8. Laboratorio 7.4**

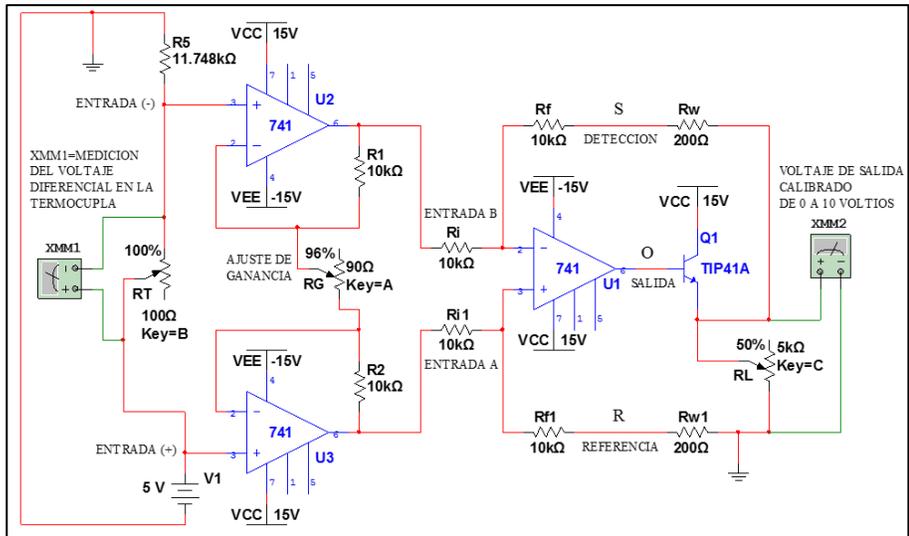
El concepto aplicado es similar al laboratorio anterior, ya que se puede mejorar la versatilidad y el desempeño del amplificador de instrumentación al abrir el lazo de retroalimentación negativa del amplificador operacional  $U_3$  y agregar tres terminales: la terminal de salida O, la terminal de detección S y la terminal de referencia R. Sin embargo, en este laboratorio la señal de entrada proviene de una termocupla. Para simular dicha señal, se adaptó un potenciómetro que hace variaciones de 0 a 42,2 mV similares a una porción de las de una termocupla tipo J.

En algunos casos será necesario utilizar cables largos o un transistor amplificador de corriente entre el amplificador de instrumentación y la carga, por lo que se producirán caídas de voltaje  $R_w$  y  $R'_w$  a través de los alambres de conexión. Para eliminar esta caída, la terminal de detección y la de referencia se conectan directamente a la carga. Al detectar el voltaje en los terminales de carga en lugar de la terminal de salida del amplificador, la retroalimentación actúa para mantener constante el voltaje en la carga.

#### **7.7.8.1. Instrucciones**

Dado el circuito de la figura 96, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al cual también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

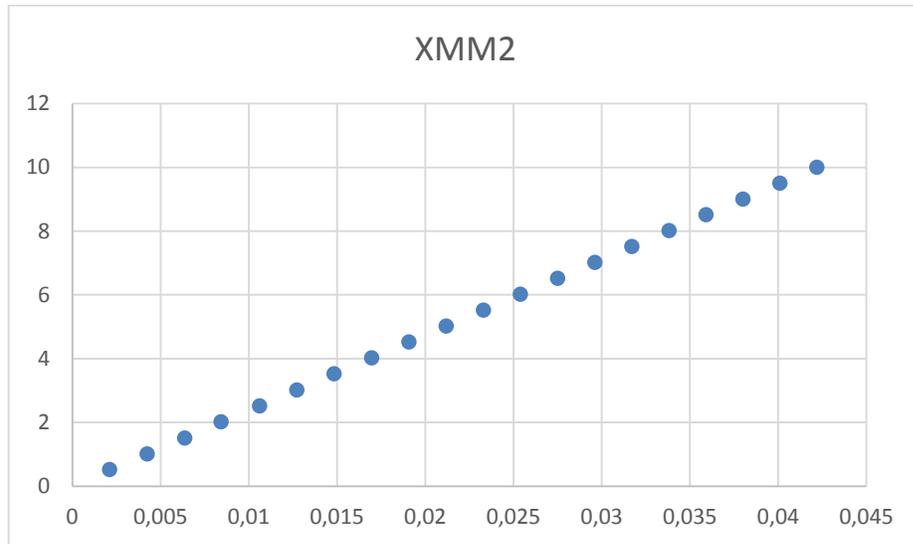
Figura 96. **Detección y medición mediante el amplificador de instrumentación usando como señal de entrada la salida diferencial de una termocupla**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

Hacer una tabla en Excel con las variables VXMM1 (voltaje diferencial de la termocupla, VXMM2 (voltaje de salida  $V_o$ ). Ejecutar la simulación en Multisim, dejar el potenciómetro RG con un valor de 96 %, a RL con 50 % y a RT hacerle variaciones del 5 % cada una a partir de 5 %. Por cada variación realizada a RT anotar en la tabla el voltaje diferencial que muestra el multímetro XMM1 y el voltaje de salida que muestra el multímetro XMM2. Graficar el voltaje de salida VXMM2 contra el voltaje diferencial de entrada VXMM1.

Figura 97. **Gráfica de XMM2**



Fuente: elaboración propia.

- Hacer una tabla en Excel con las variables RL, VXMM2 y observaciones. Ejecutar la simulación en Multisim, dejar el potenciómetro RG con un valor de 96 %, a RT con 100 %. A RL hacerle variaciones del 5 % cada una a partir del 5 %. Por cada variación realizada comentar el valor que muestra el voltímetro XMM2. ¿Es constante el voltaje medido en los terminales de la carga? Explicar. Gráfica de las mediciones de  $V_o$  con cambios en  $R_L$

Tabla XXXVI. **Mediciones de  $V_o$  con cambios en  $R_L$**

RL	XMM2
5%	9,999
10%	9,999
15%	9,999
20%	9,999
25%	9,999

Continuación de la tabla XXXVI.

30%	9,999
35%	9,999
40%	9,999
45%	9,999
50%	9,999
55%	9,999
60%	9,999
65%	9,999
70%	9,999
75%	9,999
80%	9,999
85%	9,999
90%	9,999
95%	9,999
100%	9,999

Fuente: elaboración propia.

Al analizar la tabla que muestra la variación del voltaje de salida en función de la variación que se le va dando al valor de  $R_L$ , se observa que el valor del voltaje es constante con respecto a la variación del potenciómetro.

#### **7.7.9. Laboratorio 7.5**

Muchos sensores tienen salida diferencial de voltaje. Sin embargo, la mayoría de los controladores se diseñan con el voltaje de entrada referido a tierra, por lo que es necesario contar con un circuito acondicionador de señal, el cual tiene entrada diferencial y salida referida a tierra. Para resolver este problema se usa el amplificador de instrumentación.

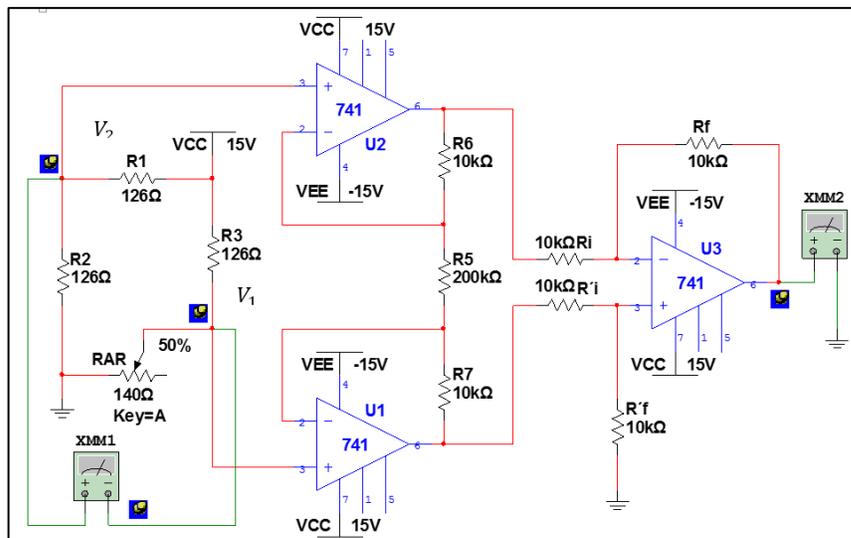
En este laboratorio se utiliza como circuito sensor un puente DC resistivo, el cual, si tiene el mismo valor de resistencia en todos sus cuadrantes, se tiene un voltaje diferencial entre los puntos  $V_1$  y  $V_2$  igual a cero ( $V_1 - V_2 = 0$ ). Basado en este principio de equilibrio, en uno de sus cuadrantes se conecta un sensor

que varía su resistencia en función de algún fenómeno físico, por ejemplo, la temperatura. El resultado de esa variación es un desequilibrio en el puente y el voltaje entre los puntos  $V_1$  y  $V_2$  no será igual a cero.

### 7.7.9.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 98, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al cual también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

Figura 98. **Amplificador de instrumentación como circuito acondicionador de señal**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Hallar la expresión para el voltaje diferencial entre los puntos  $V_1$  y  $V_2$ . Luego, calcular el valor numérico del mismo usando la expresión obtenida y los valores del circuito usado para este laboratorio.

Para comenzar el análisis, se observa que para encontrar el voltaje  $V_1$  y  $V_2$ , se puede aplicar un divisor de tensión para cada uno por lo que para encontrar la caída de tensión en  $V_1$ , se aplica la siguiente ecuación:

$$V_1 = \frac{R_{AR} * V_{CC}}{R_{AR} + R_3}$$

Para encontrar la caída de tensión en el punto  $V_2$  se aplica la siguiente ecuación:

$$V_2 = \frac{R_2 * V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

Para encontrar la relación de la diferencia de potencial entre  $V_1 - V_2$ :

$$V_1 - V_2 = \frac{R_{AR} * V_{CC}}{R_{AR} + R_3} - \frac{R_2 * V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

- Hallar la expresión para el voltaje de salida  $V_{OUT}$  en función de las variables de entrada y las resistencias externas para el circuito acondicionador de señal presentado en este laboratorio, considerando que la ganancia de dicho circuito es igual a uno. Luego, calcular el valor numérico del mismo usando la expresión obtenida y los valores del circuito usado para este laboratorio.

Debido a las expresiones de divisores de voltaje que se definieron en el inciso anterior, en el cual se tienen los voltajes  $V_1$  y  $V_2$ , se deben de

sustituir estas ecuaciones en la expresión de salida de voltaje del laboratorio 7.1. Al hacer la equivalencia de que  $R_2 = R_6$ ,  $R_5 = aR$ ,  $R_7 = R_1$  y  $V_1$  y  $V_2$  son las entradas a la terminal no inversora de los amplificadores U1 y U2 respectivamente, por lo cual la expresión queda de la siguiente forma:

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} (V_1 - V_2) \left( \frac{R_1 + R_2}{aR} + 1 \right)$$

La expresión anterior fue la encontrada en el amplificador operacional, pero al hacer el análisis y comparación del circuito para el cual se está aplicando, la misma puede quedar definida de la siguiente forma:

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} \left( \frac{R_{AR} * V_{CC}}{R_{AR} + R_3} - \frac{R_2 * V_{CC}}{R_1 + R_2} \right) \left( \frac{R_6 + R_7}{R_5} + 1 \right)$$

Al sustituir valores en la ecuación anterior:

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{10 \text{ K}\Omega}{10 \text{ K}\Omega} \left( \frac{70 \text{ }\Omega * 15 \text{ V}}{(70 + 126) \text{ }\Omega} - \frac{126 \text{ }\Omega * 15 \text{ V}}{(126 + 126) \text{ }\Omega} \right) \left( \frac{(10 + 10) \text{ K}\Omega}{200 \text{ K}\Omega} + 1 \right) \\ &= -2,357 \text{ V} \end{aligned}$$

$$V_1 - V_2 = \frac{70 \text{ }\Omega * 15 \text{ V}}{(70 + 126) \text{ }\Omega} - \frac{126 \text{ }\Omega * 15 \text{ V}}{(126 + 126) \text{ }\Omega} = 2,143 \text{ V}$$

- Medir con las herramientas brindadas en el circuito de Multisim las mismas variables calculadas teóricamente, para ello ejecutar la simulación. Medir el voltaje diferencial  $V_1 - V_2$  con el multímetro XMM1 opción DC. Medir el voltaje  $V_{OUT}$  con el multímetro XMM2 opción DC. Luego, en una tabla comparar los valores calculados teóricamente con

los medidos, calcular el porcentaje de error de cada una de las variables involucradas y explicar los resultados obtenidos.

Tabla XXXVII. **Datos del circuito calculados y teóricos**

	Valor teórico	Valor medido	% de error
V1-V2	2,143	2,143	0,00000000
Vo	-2,357	-2,355	0.00084854

Fuente: elaboración propia.

- Hacer una tabla en Excel con las variables  $R+\Delta R$ ,  $V_1 - V_2$ , y  $V_{OUT}$ . Ejecutar la simulación. Hacerle variaciones a la variable  $R+\Delta R$  con la tecla "A", del 1 % cada una a partir del 80 % hasta llegar al 100 %, que son 140  $\Omega$ . Por cada variación de  $R+\Delta R$  anotar los resultados correspondientes de  $V_1 - V_2$  y  $V_{OUT}$  en la tabla de Excel. Utilizar el multímetro XMM1 para medir el voltaje diferencial  $V_1 - V_2$ , y XMM2 para medir el voltaje de salida del acondicionador de señal  $V_{OUT}$ . Para ambos casos seleccionar la opción DC.

Tabla XXXVIII. **Datos obtenidos del laboratorio 7.5**

R+DR (%)	V1-V2 (mV)	Vout (mV)
80	441,176	-483,273
81	394,737	-432,192
82	348,837	-381,706
83	303,468	-331,803
84	258,620	-282,473
85	214,286	-233,707
86	170,454	-185,496
87	127,119	-137,829
88	84,270	-90,698
89	41,899	-44,093
90	0,472	1,993

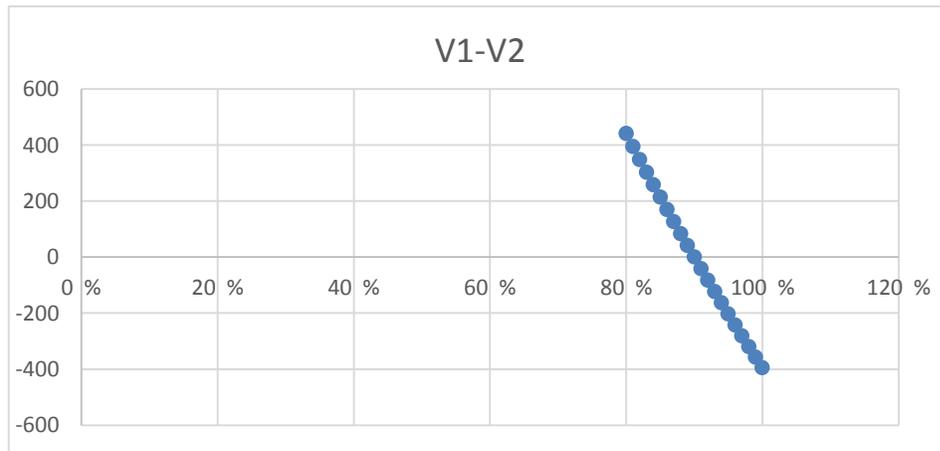
Continuación de la tabla XXXVIII.

91	-41,436	47,571
92	-82,418	92,647
93	-122,951	137,232
94	-163,043	181,331
95	-202,703	224,954
96	-241,935	268,107
97	-280,748	310,799
98	-319,149	353,037
99	-357,143	394,828
100	-394,737	436,179

Fuente: elaboración propia.

- Graficar el voltaje diferencial  $V_1 - V_2$  contra la resistencia variable  $R + \Delta R$ .

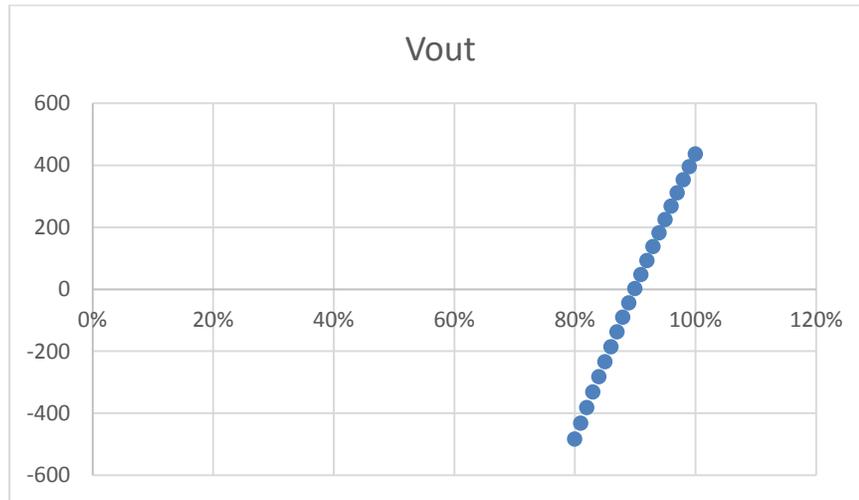
Figura 99. **Gráfica de  $V_1 - V_2$  contra  $R + \Delta R$**



Fuente: elaboración propia.

- Graficar el voltaje diferencial  $V_{OUT}$  contra la resistencia variable  $R + \Delta R$ .

Figura 100. Gráfica de  $V_{out}$  contra  $R+\Delta R$

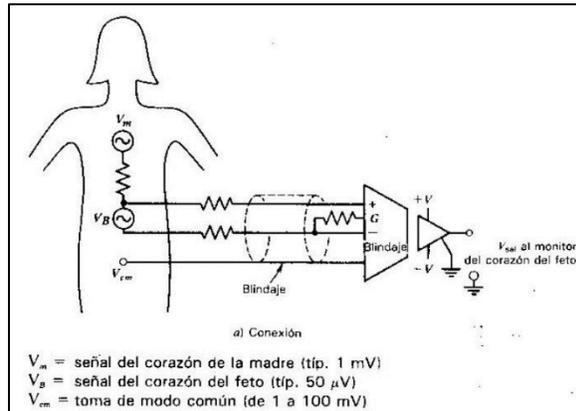


Fuente: elaboración propia.

### 7.7.10. Laboratorio 7.6

A continuación se plantea una aplicación biomédica de los amplificadores de aislamiento en Multisim, en la que se quiere monitorear los latidos del corazón de un feto.

Figura 101. **Planteamiento del problema biomédico: latidos del corazón de un feto**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

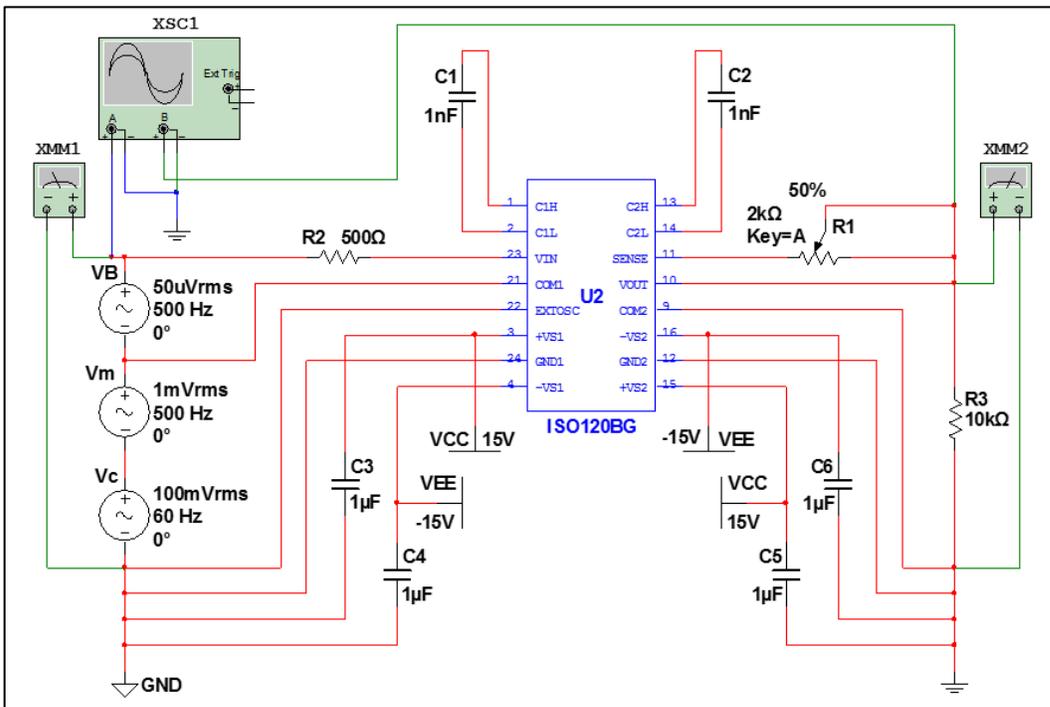
En este laboratorio se utiliza un ISO120BG, el cual es un amplificador de aislamiento con acople capacitivo. La forma cómo funciona este amplificador para la aplicación planteada, es que debido a la elevada CMRR que posee dicho amplificador, esta separa el pequeño voltaje de señal del corazón del feto de los latidos de mayor amplitud del corazón de la madre y del ruido de 60 a 100 Hz recogido por la piel de la madre. Por lo que se plantea este problema en una gráfica y se muestra el circuito equivalente al problema planteado. La ganancia del circuito presentado para este laboratorio es uno. La gráfica que plantea el presente problema es la que se encuentra en la figura 102 y contiene los siguientes datos:

$V_m$  = señal del corazón de la madre = valor típico 1 mV

$V_b$  = señal del corazón del feto = valor típico 50  $\mu$ V

$V_c$  = señal de modo común 100 mV

Figura 102. **Circuito equivalente del problema biomédico: latidos del corazón de un feto**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

### 7.7.10.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 101, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al cual también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

- Ejecutar la simulación presentada en Multisim para este laboratorio. Medir el valor total del voltaje de entrada  $V_i$  al amplificador de aislamiento

usando el multímetro XMM1. Seguidamente, medir el voltaje de entrada pico a pico y la frecuencia del mismo con el canal "A" del osciloscopio XSC1, y demostrar que el valor RMS de dicho voltaje es igual al valor medido con el multímetro XMM1. Además, determinar cuál es la frecuencia de la señal de entrada con el osciloscopio XSC1. Cerrar el multímetro y el osciloscopio

$$V_{XMM1} = 99,964 \text{ mV}$$

$$V_{p-p} = 142,362 \text{ mV}$$

Para comprobar si el resultado del voltaje pico-pico es el correcto, se emplea la siguiente ecuación para encontrar el voltaje del voltaje pico:

$$V_{rms} = V_p * 0,707$$

Sustituyendo valores para encontrar el voltaje de  $V_{XMM1}$ , se encuentra de la siguiente forma:

$$V_{XMM1} = 142,362 \text{ mV} * 0,707 = 100,6499 \text{ mV}$$

- Con la simulación en ejecución, darle doble clic al multímetro XMM2 y escribir el valor del voltaje de salida  $V_{OUT}$  del amplificador de aislamiento. Seguidamente, medir el voltaje de salida pico a pico y la frecuencia del mismo usando el canal "B" del osciloscopio XSC1 y demostrar que el valor RMS de dicho voltaje es igual al valor medido con el multímetro XMM2.

$$V_{XMM2} = 49,776 \text{ } \mu\text{V}$$

$$V_{p-p} = 70,356 \mu V$$

Aplicando la ecuación del inciso anterior:

$$V_{x_{mm2}} = 70,356 \mu V * 0,707 = 49,741 \mu$$

### **7.7.11. Laboratorio 7.7**

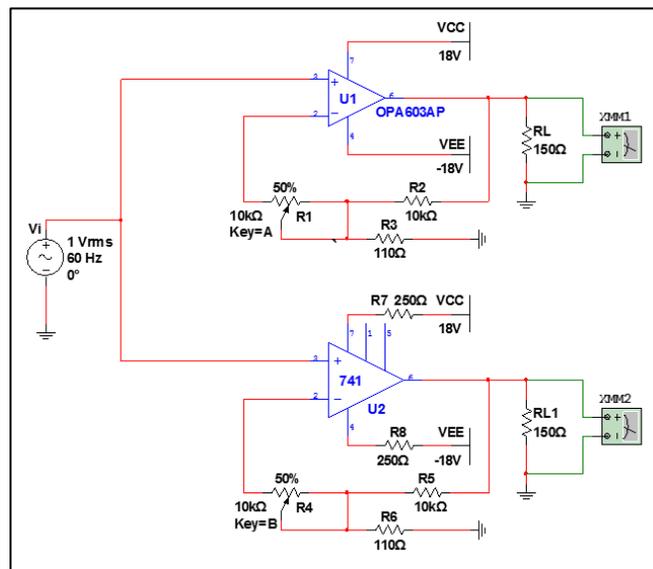
Los amplificadores de alta tensión son necesarios cuando se debe suministrar tensiones de salida superiores a los 12 voltios. Los dispositivos de alta tensión no tienen que tener necesariamente una alta capacidad de corriente de salida, ya que pueden manejar el mismo nivel de corriente que un amplificador de propósito general. Sin embargo, la tensión de alimentación puede ser muy alta. Debido a esto, las características de salida pueden resultar de cierta forma familiares. Este tipo de amplificadores puede trabajar con tensiones de alimentación por encima de  $\pm 100$  V.

El ejercicio propuesto para este laboratorio consiste en hacer una comparación entre un amplificador de propósito general con un amplificador de características de tensión de alimentación y salida mejoradas. Ambos amplificadores están involucrados en la misma aplicación, la cual es un control de comportamiento dinámico. Sin embargo, el voltaje de alimentación aplicado a cada uno de ellos es diferente debido a que el amplificador OPA603AP es capaz de recibir un voltaje mayor de alimentación comparado con el AOP 741.

### 7.7.11.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 103, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

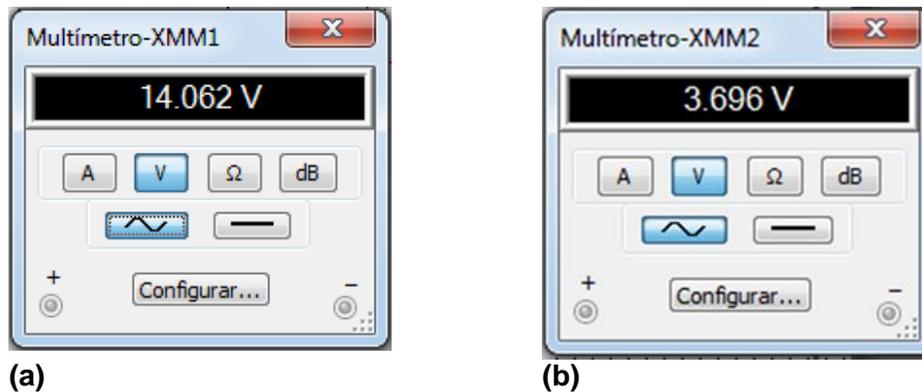
Figura 103. **Comparación entre amplificadores operacionales de propósito general con AOP de capacidades superiores de tensión de alimentación y voltaje de salida**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Abrir el archivo de Multisim para este laboratorio y ejecutar la simulación. Medir la tensión en la carga  $R_L$  correspondiente al amplificador OPA603AP y  $R_{L1}$  correspondiente al amplificador 741 dándole doble clic al multímetro XMM1 y XMM2 respectivamente. Anotar los resultados en una hoja electrónica. Detener la simulación.

Figura 104. **Mediciones realizadas en Multisim**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Comparar los resultados de las mediciones obtenidas en el ejercicio número uno y explicarlos

Al analizar los dos resultados se observa que cuando a la salida de los amplificadores se necesita un voltaje mucho más alto, se puede utilizar otro tipo de amplificador que podrá dar esta respuesta, que los que convencionalmente se utilizan que son los AOP741.

### 7.7.12. Laboratorio 7.8

Un convertidor de voltaje diferencial a corriente es aquel circuito que en su entrada recibe una tensión diferencial y la salida es una corriente igual a  $n$  veces el valor del voltaje diferencial de entrada. La expresión para el voltaje de salida se obtiene usando el principio de superposición y tomando como referencia la figura 105. La misma figura se usa como referencia para hallar la corriente  $I_L$ . Para la simplificación de la expresión del voltaje de salida hay que

considerar que las resistencias  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ . Si  $E_1$  es igual a cero, por simple inspección se tiene la expresión:

$$V_o' = -E_2 \cdot (R/R) = -E_2$$

Si  $E_2$  es igual a cero, y  $V^- = V^+ = V_L$  ( $V_L$  = voltaje en la resistencia  $R_L$ ), se tiene:

$$V_L = [R/(R+R)] \cdot V_o''; \text{ despejando } V_o''$$

$$V_o'' = 2V_L; \text{ si se sustituye } V_o' \text{ y } V_o'' \text{ en } V_o = V_o' + V_o''$$

$$V_o = 2V_L - E_2, \text{ que es la expresión para el voltaje de salida.}$$

Hallando la corriente  $I_L$  con análisis de nodos en  $V_L$ :

$$I_L = I_1 + I_2$$

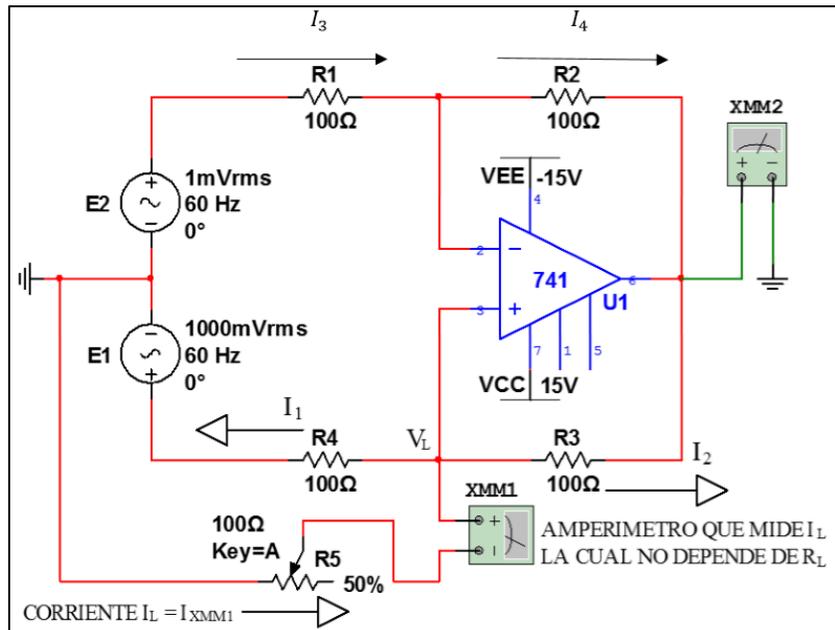
$$I_L = [(E_1 - V_L)/R] + [(V_o - V_L)/R]$$

$$I_L = (E_1 + V_o - 2V_L)/R$$

Sustituyendo  $V_o$  en la presente ecuación:

$$I_L = (E_1 + 2V_L - E_2 - 2V_L)/R = (E_1 - E_2)/R$$

Figura 105. **Amplificador operacional usado como convertidor de voltaje diferencial a corriente con salida de 0 a 20 mA**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

### 7.7.12.1. Instrucciones

Dado el circuito de la figura 105, hacer lo que se pide y dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

- Deducir detalladamente y ejemplificar de forma gráfica todo el procedimiento que conlleva obtener la expresión que define el voltaje de salida  $V_o$  en función del voltaje de entrada  $E_1$  y  $E_2$ , tomando en cuenta que las resistencias del circuito son:  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ .

Para comenzar a resolver el circuito, se parte de las siguientes igualdades:

$$I_3 = I_4$$

$$\frac{E_2 - V}{R} = \frac{V - V_0}{R}$$

Al despejar  $V$  de la ecuación anterior:

$$V = \frac{E_2 + V_0}{2}$$

Al analizar el circuito de la figura 103 se observa que, para plantear la corriente  $I_L$ , se pueden utilizar las siguientes ecuaciones:

$$I_L = I_1 + I_2$$

Al plantear las ecuaciones en forma de la ley de Ohm y, además, suponiendo que:  $V^+ = V^- = V$ :

$$\frac{0 - V}{R} = \frac{V - E_1}{R} + \frac{V - V_0}{R}$$

Al simplificar, la ecuación queda de la siguiente forma:

$$V = \frac{E_1 + V_0}{3}$$

Al igualar las dos expresiones de  $V$ :

$$\frac{E_2 + V_o}{2} = \frac{E_1 + V_o}{3}$$

Por lo que, al despejar  $V_o$  de la expresión anterior:

$$2E_1 - 3E_2 = V_o$$

- Deducir la ecuación de la corriente  $I_L$  que circula en la resistencia  $R_L$  y demostrar en la misma que el valor de la corriente no depende de dicha resistencia.

Al conocer la expresión de  $V_o$ , se puede encontrar el valor de  $V_L$  que, tal como se muestra en el circuito de la figura 105 cumple las siguientes igualdades:  $V = V_L$ . De esta forma, para encontrar  $I_L$ , se puede expresar así:

$$I_L = \frac{V_L}{R}$$

Por lo que, para encontrar la expresión que define  $V_L = V$ , se sustituye la expresión que define a  $V_o$  en  $V = \frac{E_1 + V_o}{3}$ , expresándose de la siguiente forma:

$$V = \frac{E_1 + (2E_1 - 3E_2)}{3}$$

Al simplificar la expresión  $V$ :

$$V = E_1 - E_2$$

Al sustituir los datos en la ecuación de  $I_L$ :

$$I_L = \frac{E_1 - E_2}{R}$$

- Hacer un cuadro en Excel con tres columnas: resistencia  $R_L$ , corriente teórica  $I_L = (E_1 - E_2)/R$ , corriente real  $I_{XMM1}$ . Ejecutar la simulación en Multisim. Hacer variaciones a  $R_5$  del 10 % cada una hasta el 100 % con la tecla “A”. Las fuentes de entrada deben permanecer con un valor constante ( $E_1 = 100$  mV y  $E_2 = 1$  mV). Medir la corriente  $I_{XMM1}$  con el amperímetro XMM1 (hacer doble clic a dicho medidor para visualizar el resultado que se necesita y anótelo donde corresponda por cada cambio de  $R_L$  realizado). Detener la simulación.

Tabla XXXIX. **Datos obtenidos de la simulación en Multisim del circuito de la figura 103**

RL %	Ixmm1	IL teórica
10	9,990	9,990
15	9,990	9,990
20	9,990	9,990
25	9,990	9,990
30	9,990	9,990
35	9,990	9,990
40	9,990	9,990
45	9,990	9,990
50	9,990	9,990
55	9,990	9,990
60	9,990	9,990
65	9,990	9,990
70	9,990	9,990
75	9,990	9,990
80	9,990	9,990
85	9,990	9,990
90	9,990	9,990
95	9,990	9,990
100	9,990	9,990

Fuente: elaboración propia.

- Comparar el resultado de la corriente real  $I_{XMM1}$  con los cálculos teóricos de  $I_L$ . Explicar los resultados obtenidos. Después de la simulación realizada y usando los datos obtenidos en la tabla de Excel, explicar si la corriente  $I_L$  es independiente de la resistencia  $R_L$  y si se cumple esto en todo el rango de variaciones propuesto.

Como se observa en la tabla la corriente de salida es independiente de la resistencia  $R_L$ , en el rango que se realizó al simulación.

- Repetir el tercer ejercicio, pero aumentando el voltaje diferencial  $E_1 - E_2$  así como se indica a continuación. Para cada caso determinar si se cumple que la corriente  $I_L$  es independiente para cualquier valor de  $R_L$  sugerido.
  - $E_1 = 2000$  mV y  $E_2 = 1$  mV

Tabla XL. **Datos obtenidos de la simulación del circuito figura 103, con los datos anteriores**

RL	ixmm1	IL teórica
10	9,990	9,990
15	9,990	9,990
20	9,990	9,990
25	9,990	9,990
30	9,990	9,990
35	9,990	9,990
40	19,981	9,990
45	19,864	9,990
50	19,557	9,990
55	19,129	9,990
60	18,640	9,990
65	18,132	9,990
70	17,625	9,990

Continuación de la tabla XL.

75	17,129	9,990
80	16,649	9,990
85	16,187	9,990
90	15,746	9,990
95	15,323	9,990
100	14,919	9,990

Fuente: elaboración propia.

- Hacer un cuadro en Excel con dos columnas: voltaje diferencial =  $E_1 - E_2$ , y corriente real  $I_{XMM1}$ . Ejecutar la simulación en Multisim. Hacer variaciones a  $E_1$  de 100 mV cada una de 1 a 2001 mV ( $E_2$  debe ser igual a 1 mV y  $R_L$  al 50%). Por cada variación a  $E_1$ , detener la simulación, darle doble clic a dicha fuente, cambiar el valor de dicha variable, volver a ejecutar la simulación y escribir el resultado  $I_{XMM1}$  obtenido en Multisim en la columna que corresponda.

Tabla XLI. Datos de quinto inciso

E1-E2	I <sub>xmm1</sub>
1	0,0021
101	0,9999
201	2,0000
301	3,0000
401	4,0000
501	5,0000
601	5,9990
701	6,9990
801	7,9910
901	8,8970
1001	9,6650
1101	10,3380
1201	10,9450
1301	11,5060
1401	12,0370
1501	12,5460

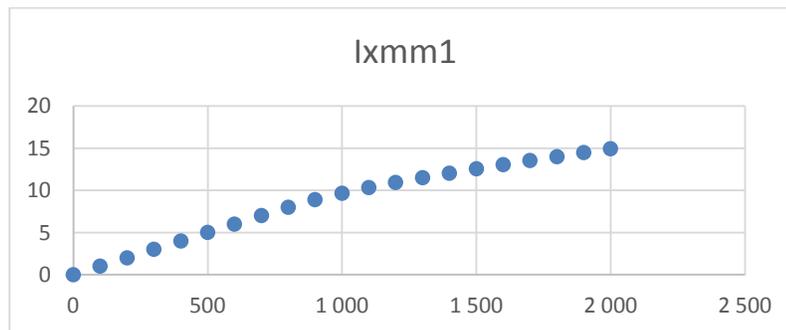
Continuación de la tabla XLI.

1601	13,0400
1701	13,5230
1801	13,9960
1901	14,4630
2001	14,9240

Fuente: elaboración propia.

- Graficar el resultado de la columna  $I_{XMM1}$  vrs  $E_1 - E_2$ . Explicar los resultados obtenidos.

Figura 106.  $I_{XMM1}$  contra  $E_1 - E_2$



Fuente: elaboración propia.

- Según el rango de variaciones de  $E_1$  propuesto, ¿hay una correspondencia de variación de 0 a 20 mA en la corriente medida en  $I_{XMM1}$ ? Explicar.

De acuerdo a la simulación realizada se observa que la salida de corriente en el circuito corresponde al rango de 0 a 20 mA, con

ciertas variaciones, sin embargo, los valores son muy cercanos o, por lo menos, se mantienen dentro de este rango.



## 8. PUENTES DC

### 8.1. Introducción

Las medidas de precisión de valores de componentes se han hecho, por muchos años, utilizando diferentes tipos de puentes. El más simple tiene el propósito de medir la resistencia y se llama puente de Wheatstone. Existen variaciones del puente de Wheatstone para medir resistencias muy altas y muy bajas.

#### 8.1.1. Operación básica

La figura 107 esquematiza un puente de Wheatstone. El puente tiene cuatro ramas resistivas, junto con una fuente fuerza electromotriz y un detector de cero, generalmente un galvanómetro u otro medidor sensible a la corriente. La corriente a través del galvanómetro depende de la diferencia de potencial entre los puntos  $c$  y  $d$ . Se dice que el puente está balanceado (o en equilibrio) cuando la diferencia de potencial a través del galvanómetro es  $0\text{ V}$ , de forma que no hay paso de corriente a través de él. Esta condición se cumple cuando el voltaje del punto  $c$  al punto  $a$  es igual que el voltaje del punto  $d$  al punto  $a$ ; o bien, tomando como referencia la otra terminal de la batería, cuando el voltaje del punto  $c$  al punto  $b$  es igual que el voltaje del punto  $d$  al punto  $b$ . Por tanto, el puente está en equilibrio cuando

$$I_1 R_1 = I_2 R_2 \quad [\text{Ec. 81}]$$

Si la corriente del galvanómetro es cero, la siguiente condición también se cumple:

$$I_1 = I_3 = \frac{E}{R_2 + R_3} \quad [\text{Ec. 82}]$$

Y

$$I_2 = I_4 = \frac{E}{R_2 + R_4} \quad [\text{Ec. 83}]$$

Al combinar las ecuaciones 81, 82 y 83, y simplificarlas se obtiene:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_3} = \frac{R_2}{R_2 + R_4} \quad [\text{Ec. 84}]$$

De la cual:

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad [\text{Ec. 85}]$$

La ecuación 85 es la expresión conocida para el equilibrio del puente Whetastone. Si tres de las resistencias tienen valores conocidos, la cuarta se puede establecer a partir de la ecuación 85. De aquí, si  $R_4$  es la resistencia desconocida, su valor de  $R_x$  puede expresarse en términos de las resistencias restantes como sigue:

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_1} \quad [\text{Ec. 86}]$$

La resistencia  $R_3$  se denomina rama patrón del puente y a las resistencias  $R_2$  y  $R_1$  se les nombra ramas de relación.

La medición de la resistencia desconocida  $R_x$ , se les nombra ramas de relación.

La medición de la resistencia desconocida  $R_x$  es independiente de las características o de la calibración del galvanómetro detector de cero, puesto que el detector de cero tiene suficiente sensibilidad para indicar la posición de equilibrio del puente con el grado de precisión requerido.

### **8.1.2. Errores de medición**

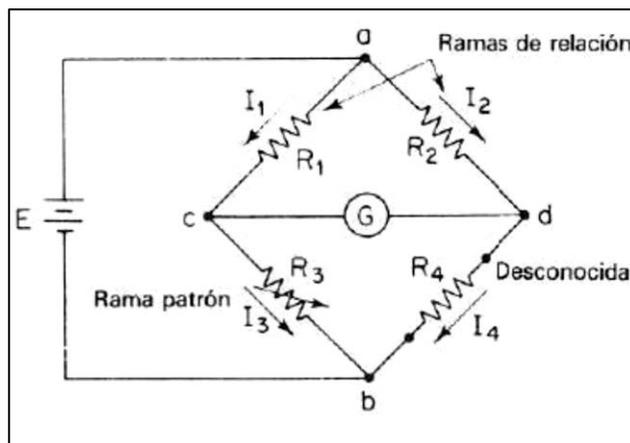
El puente de Wheatstone se emplea ampliamente en las mediciones de precisión de resistencias desde  $1 \Omega$  hasta varios megaohms. La principal fuente de errores de medición se encuentra en los errores límites de las tres resistencias conocidas. Otros errores pueden ser los siguientes:

- Sensibilidad insuficiente en el detector de cero.
- Cambios en la resistencia de las ramas del puente debido a los efectos de calentamiento por la corriente a través de los resistores. El efecto de calentamiento ( $I^2R$ ) por las corrientes en las ramas del puente puede cambiar la resistencia en cuestión. El aumento de temperatura no sólo afecta a la resistencia durante la medición, sino que las corrientes excesivas pueden producir un cambio permanente en el valor de la resistencia. Esto puede obviarse y no ser detectado a tiempo y las mediciones subsecuentes resultarán erróneas. La disipación de potencia de las ramas del puente se debe calcular previamente. En particular

cuando se van a medir valores de resistencia bajos y la corriente debe ser limitada a un valor seguro.

- Las fuerza electromotriz térmicas en el circuito del puente o en el circuito del galvanómetro pueden causar problemas cuando se miden resistencias de valor bajo. Para prevenirlas, se utilizan los galvanómetros más sensibles que algunas veces tienen bobinas y sistemas de suspensión de cobre para evitar el contacto de metales disímiles y la generación de fuerza electromotriz térmicas.
- Los errores debidos a la resistencia de los contactos y terminales exteriores al circuito puente intervienen en la medición de valores de resistencia muy bajos. Estos errores se pueden reducir mediante el uso de un puente Kelvin.

Figura 107. **Puente empleado para las mediciones de precisión de resistencias en el rango de fracciones de ohms hasta varios megaohms**



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*.

p. 102.

### 8.1.3. Circuito equivalente de Thevenin

Para saber si el galvanómetro tiene sensibilidad para detectar el estado de desequilibrio, es necesario calcular la corriente en el detector. Diferentes galvanómetros, además de tener diferentes corrientes por unidad de deflexión, también pueden tener una resistencia interna diferente. Es imposible afirmar, sin un cálculo previo, cuál galvanómetro será más sensible en el circuito puente para la condición de desequilibrio. Esta sensibilidad se calcula “analizando” el circuito puente para un pequeño desequilibrio. La solución se obtiene al determinar el equivalente Thevenin del puente Wheatstone de la figura 107.

Puesto que el parámetro de interés es la corriente a través del galvanómetro, el circuito equivalente Thevenin se determina a partir de las terminales del galvanómetro  $c$  y  $d$  en la figura 107. Se deben realizar dos pasos para encontrar el equivalente de Thevenin: 1) encontrar el voltaje equivalente que se presenta en las terminales  $c$  y  $d$  cuando se desconecta el galvanómetro del circuito; 2) determinar la resistencia equivalente a las terminales  $c$  y  $d$  con la batería reemplazada por su resistencia interna. Por conveniencia, el circuito de la figura 107 se dibuja de nuevo en la figura 108(a).

El voltaje de Thevenin o de circuito abierto, lo vemos refiriéndonos a la figura 105(a) y se encuentra que:

$$E_{cd} = E_{ac} - E_{ad} = I_1 R_1 - I_2 R_2$$

Donde,

$$I_1 = \frac{E}{R_1 + R_3} \quad \text{y} \quad I_2 = \frac{E}{R_2 + R_4}$$

Por consiguiente,

$$E_{cd} = E \left( \frac{R_1}{R_1 + R_3} - \frac{R_2}{R_2 + R_4} \right) \quad [\text{Ec. 87}]$$

Esto es el voltaje del generador de Thevenin:

La resistencia del circuito equivalente Thevenin se encuentra observando las terminales  $c$  y  $d$  y reemplazando la batería por su resistencia interna. El circuito 108(b) representa la resistencia Thevenin. Nótese que la resistencia interna de la batería,  $R_b$ , se incluye en la figura 108(b). Para convertir este circuito a una forma más conveniente se requiere el uso de la transformación delta-estrella. Los lectores interesados en este acercamiento deben consultar obras sobre el análisis de estos circuitos, de dónde este teorema se deriva y cómo se aplica. En la mayoría de los casos, dado que la resistencia interna de la batería es muy baja, esta se puede despreciar, lo cual simplifica el circuito de la figura 108(a) para su equivalente Thevenin.

En relación con la figura 108(b), se observa que entre los puntos  $a$  y  $b$  existe un cortocircuito cuando la resistencia interna de la batería es  $0 \Omega$ . La resistencia de Thevenin, en las terminales  $c$  y  $d$ , es:

$$R_{TH} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \quad [\text{Ec. 88}]$$

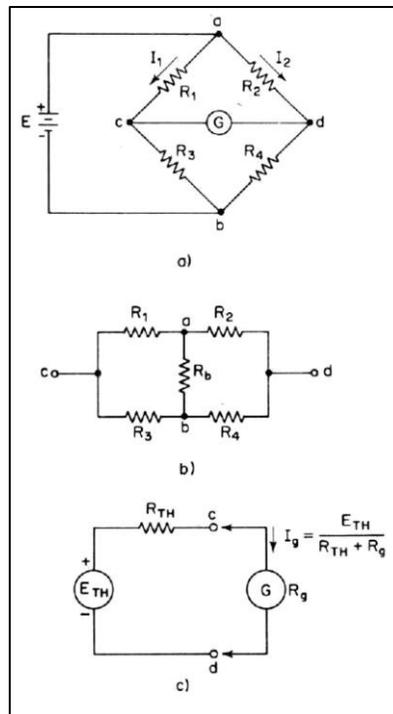
El equivalente de Thevenin del circuito del puente Wheatstone se reduce a un generador Thevenin con una fuerza electromotriz descrita por la ecuación 88 y una resistencia interna dada por la 88. Esto se muestra en el circuito de la figura 108(c).

Quando el detector de cero se conecta en las terminales de salida del circuito equivalente Thevenin, la corriente del galvanómetro es:

$$I_g = \frac{E_{TH}}{R_{TH}R_g} \quad [\text{Ec. 89}]$$

Donde  $I_g$  es la corriente del galvanómetro y  $R_g$  su resistencia.

Figura 108. **Aplicación del teorema de Thevenin al puente Wheatstone. a) configuración del puente Wheatstone. b) Resistencia de Thevenin desde las terminales  $c$  y  $d$ . c) Circuito Thevenin completo, con el galvanómetro conectado a las terminales  $c$  y  $d$**

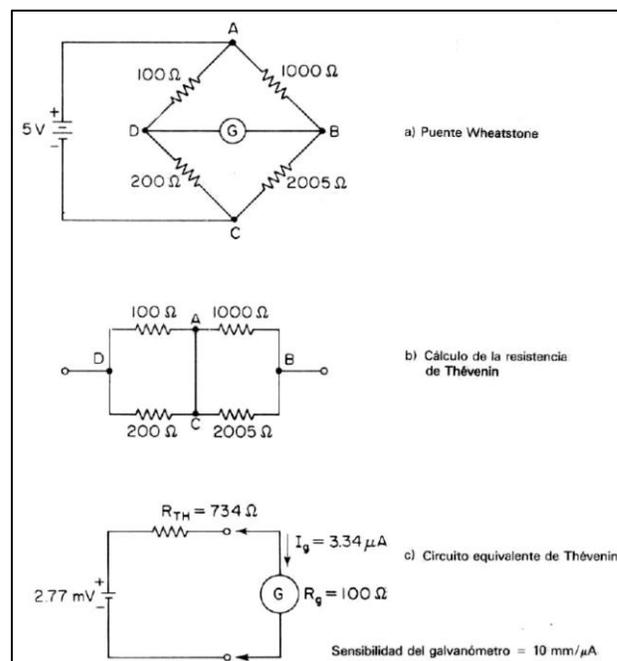


Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*.

p. 104.

Es evidente la ayuda que ofrece el equivalente de Thevenin para la solución de circuito puentes desequilibrados. Si se utiliza otro galvanómetro con diferente sensibilidad de corriente y resistencia interna el cálculo de deflexión es muy simple, como se observa en la figura 108(c). Por el contrario, si se tiene la sensibilidad del galvanómetro, se puede determinar el voltaje de desequilibrio que se necesita para obtener una deflexión unitaria. Este valor es de interés cuando se quiere determinar la sensibilidad de un puente desequilibrado o responder a la pregunta “¿el galvanómetro seleccionado detectaría un pequeño desequilibrio?”. El método Thevenin se usa para encontrar la respuesta del galvanómetro, la cual en muchos casos es de interés.

Figura 109. **Cálculo de la deflexión del galvanómetro originado por un pequeño desequilibrio en la rama BC, empleando el circuito Thevenin**



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*. p.

El puente Wheatstone está limitado para la medición de resistencias que tienen valores de pocos ohms hasta varios megaohms. El límite superior se debe a la reducción de sensibilidad del desequilibrio, ocasionada por los elevados valores de las resistencias, ya que en este caso la resistencia equivalente a Thevenin de la figura 108(c) llega a ser alta, lo que reduce la corriente del galvanómetro. El límite inferior lo determina la resistencia de los alambres de conexión y la resistencia de los contactos de los bornes de conexión. La resistencia de los alambres se puede calcular o medir, y modificar el resultado final, pero la resistencia de los contactos es difícil de calcular y medir. Para medición de baja resistencia se prefiere el puente Kelvin.

## **8.2. Puente Kelvin**

Es una modificación del puente de Wheatstone y proporciona una mayor exactitud en resistencias de bajo valor, generalmente por debajo de  $1\Omega$ .

### **8.2.1. Efectos de los alambres de conexión**

El puente Kelvin es una modificación del Wheatstone y proporciona un gran incremento en la exactitud de las mediciones de resistencias de valor bajo, por lo general inferiores a  $1\Omega$ . Considerando el circuito puente de la figura 109, donde  $R_y$  representa la resistencia del alambre de conexión de  $R_3$  a  $R_x$  son posibles dos conexiones del galvanómetro, en el punto  $m$  o en el punto  $n$ . Cuando el galvanómetro se conecta en el punto  $m$ , la resistencia  $R_y$ , del alambre de conexión se suma a la desconocida  $R_x$ , resultando una indicación por arriba de  $R_x$ . Cuando la conexión se hace en el punto  $n$ ,  $R_y$  se suma a la rama del puente  $R_3$  y el resultado de la medición  $R_x$  será menor que lo que debería ser, porque el valor real de  $R_3$  es más alto que su valor nominal debido a la resistencia  $R_y$ . Si el galvanómetro se conecta en el punto  $p$ , entre  $m$  y  $n$ , de

tal forma que la razón de la resistencia de  $n$  a  $p$  y  $m$  a  $p$  iguale la razón de los resistores  $R_1$  y  $R_2$ , entonces:

$$\frac{R_{np}}{R_{mp}} = \frac{R_1}{R_2} \quad [\text{Ec. 90}]$$

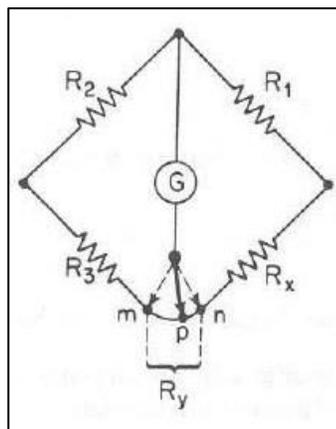
La ecuación de equilibrio para el puente da:

$$R_x + R_{np} = \frac{R_1}{R_2} (R_3 + R_{mp}) \quad [\text{Ec. 91}]$$

Al sustituir la ecuación 90 en la 91, se tiene

$$R_x + \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) R_y = \frac{R_1}{R_2} \left[ R_3 + \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) R_y \right] \quad [\text{Ec. 92}]$$

Figura 110. **Circuito del puente Wheatstone; muestra la resistencia  $R_y$  del conductor del punto  $m$  al punto  $n$**



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*.

p. 108.

Lo cual se reduce a:

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3 \quad [\text{Ec. 93}]$$

La ecuación 93 es la ecuación de equilibrio desarrollada para el puente Wheatstone e indica que el efecto de la resistencia del alambre de conexión del punto  $m$  al punto  $n$  se elimina conectando el galvanómetro en la posición intermedia  $p$ .

Esta es la base para la construcción del puente doble Kelvin conocido como puente Kelvin.

### 8.2.2. Puente doble Kelvin

El término puente doble se usa debido a que el circuito contiene un segundo juego de ramas de relación (ver figura 110). Este segundo conjunto de ramas, marcadas  $a$  y  $b$  en el diagrama, se conectan al galvanómetro en el punto  $p$  con el potencial apropiado entre  $m$  y  $n$ , lo que elimina el efecto de la resistencia  $R_y$ . Una condición establecida inicialmente es que la relación de la resistencia de  $a$  y  $b$  debe ser la misma que la relación de  $R_1$  y  $R_2$ .

La indicación del galvanómetro será cero cuando el potencial en  $k$  sea igual al potencial en  $p$ , o cuando  $E_{kl} = E_{lmp}$ , donde:

$$E_{kl} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I \left[ R_3 + R_x + \frac{(a + b)R_y}{a + b + R_y} \right] \quad [\text{Ec. 94}]$$

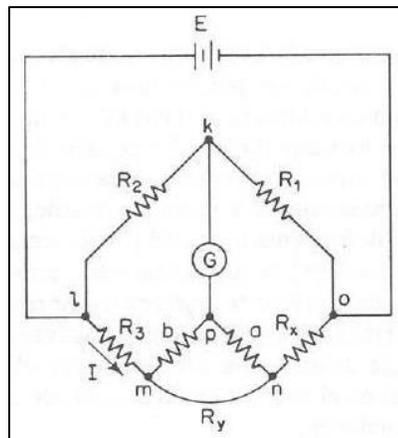
Y

$$E_{lmp} = I \left\{ R_3 + \frac{b}{a+b} \left[ \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} \right] \right\} \quad [\text{Ec. 95}]$$

Resolviendo  $R_x$  e igualando  $E_{kl}$  y  $E_{lmp}$  de la siguiente manera:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} I \left[ R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} \right] = I \left[ R_3 + \frac{b}{a+b} \cdot \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} \right]$$

Figura 111. **Circuito básico del puente doble de Kelvin**



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*.  
p. 109.

O, al simplificar, se obtiene:

$$R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \left[ R_3 + \frac{bR_y}{a+b+R_y} \right]$$

Y la expansión del miembro del lado derecho da:

$$R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} = \frac{R_1R_3}{R_2} + R_3 + \frac{R_1+R_2}{R_2} \cdot \frac{bR_y}{a+b+R_y}$$

La solución de  $R_x$  da:

$$R_x = \frac{R_1R_3}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{bR_y}{a+b+R_y} + \frac{bR_y}{a+b+R_y} - \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y}$$

De modo que:

$$R_x = \frac{R_1R_3}{R_2} + \frac{bR_y}{a+b+R_y} \left( \frac{R_1}{R_2} - \frac{a}{b} \right) \quad [\text{Ec. 96}]$$

Al aplicar la condición establecida inicialmente de que  $a/b = R_1/R_2$ , la ecuación 96 se reduce a la relación bien conocida:

$$R_x = R_3 \frac{R_1}{R_2} \quad [\text{Ec. 97}]$$

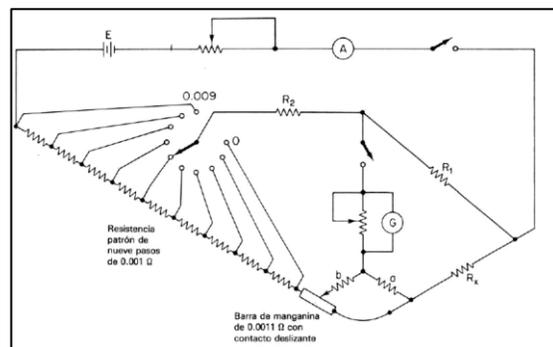
La ecuación 97 es la ecuación de trabajo para el puente Kelvin. Indica que la resistencia  $R_y$  no tiene efecto en la medición, siempre y cuando los dos conjuntos de ramas de relación tengan igual relación de resistencia.

El puente Kelvin se utiliza para medir resistencias muy bajas, de aproximadamente  $1 \Omega$  hasta  $0,00001 \Omega$ . En este puente, la resistencia  $R_3$  de la ecuación 97 se represente por una resistencia patrón variable en la figura 111. Las ramas de relación ( $R_1$  y  $R_2$ ) se pueden colocar mediante una década de resistencias.

Las caídas de potencial de contacto en el circuito de medición pueden ocasionar grandes errores. Para reducir este efecto, la resistencia patrón consiste de 9 pasos de  $0,001 \Omega$  cada uno, más una barra de manganina calibrada de  $0,0011 \Omega$  con un contacto deslizante. La resistencia total de la rama  $R_3$  suma  $0,0101 \Omega$  y es variable en pasos de  $0,001 \Omega$ , más fracciones  $0,0011 \Omega$  del contacto deslizante. Cuando ambos contactos se escogen para seleccionar el valor conveniente de la resistencia patrón, cambia la caída de voltaje entre los puntos de conexión de las ramas de relación. Este arreglo coloca toda resistencia de contacto en serie con los valores de resistencia relativamente altos de las ramas de relación y la resistencia de contacto tiene efectos despreciables.

La razón  $R_1/R_2$  se debe seleccionar de tal forma que una parte relativamente alta de la resistencia patrón se use en el circuito de medición. En esta forma, el valor de la resistencia desconocida  $R_x$  se determina con el mayor número posible de cifras significativas y mejora la exactitud de la medición.

Figura 112. **Circuito simplificado de un puente doble de Kelvin, utilizado para la medición de valores de resistencias muy bajos**



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*.

### **8.3. Puente wheatstone con protección**

Se utiliza para medir resistencias desconocidas mediante el equilibrio de los brazos del puente. Estos están constituidos por cuatro resistencias que forman un circuito cerrado, siendo una de ellas la resistencia de bajas medidas.

#### **8.3.1. Circuito con protección**

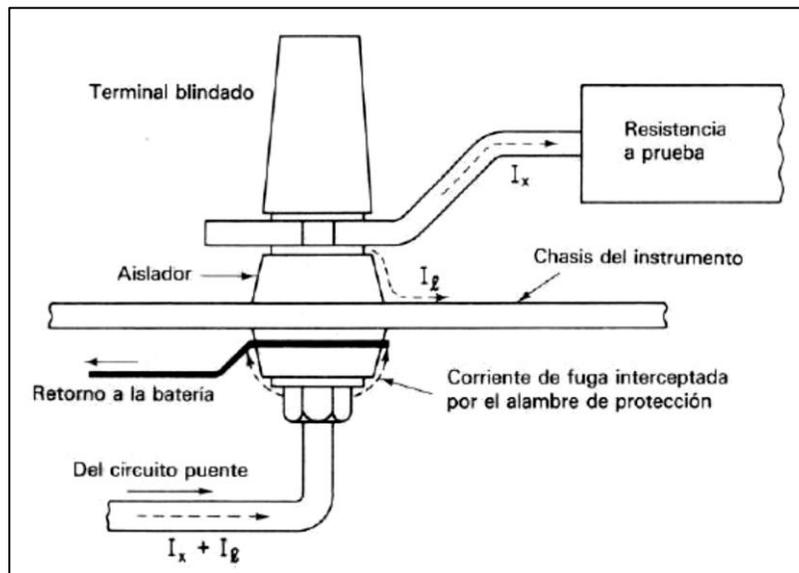
La medición de resistencias muy altas, como la resistencia de aislamiento de un cable o la resistencia de fuga de un capacitor, supera la capacidad del puente Wheatstone ordinario. Uno de los mayores problemas en la medición de grandes resistencias es la fuga que ocurre en el componente medido, alrededor de este, sobre las terminales en las que se conecta al instrumento o dentro del instrumento mismo. Estas corrientes de fuga son indeseables, ya que pueden entrar en el circuito de medición y afectar la exactitud de la medición considerablemente. Las corrientes de fuga, dentro del instrumento o las asociadas con el elemento de prueba y su montaje, son frecuentes en mediciones de resistencias altas, donde a menudo se requieren voltajes altos para obtener una sensibilidad de deflexión suficiente. También, los efectos de fuga suelen variar día a día, debido a la humedad de la atmósfera.

Por lo general, los efectos de los caminos de fuga en la medición se eliminan mediante alguna forma de circuito de protección. El principio de un circuito de protección simple en la rama  $R_x$  del puente Wheatstone se explica con ayuda de la figura 112. Sin un circuito de protección, la corriente de fuga  $I_f$  que circula a lo largo de la superficie de aislamiento de la terminal se suma a la corriente  $I_x$  a través del componente medido para producir una corriente total en el circuito, la cual puede ser considerablemente más grande que la corriente real en el dispositivo. Un alambre de protección que rodea completamente la

superficie aislante de la terminal, intercepta esta corriente de fuga y la regresa a la batería. La protección debe colocarse cuidadosamente de manera que la corriente de fuga llegue a una parte del alambre de protección, y se evite que entre el circuito puente.

En el esquema de la figura 112, la protección alrededor de  $R_x$  se indica por medio de un círculo pequeño alrededor de la terminal, no toca ninguna parte del circuito puente y se conecta directamente a la terminal de la batería. Este concepto del alambre de protección en el borne de conexión se aplica a cualquier parte interna del circuito puente donde las fugas afectan la medición; en este sentido se habla de puente Wheatstone con protección.

Figura 113. **Alambre de protección en la terminal  $R_x$  de un puente Wheatstone con protección que elimina las fugas superficiales**



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*.

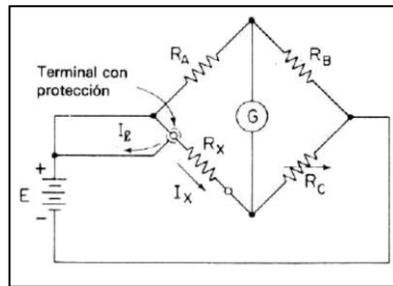
p. 112.

### 8.3.2. Resistencia de tres terminales

Para evitar los efectos de la pérdida de corriente externa al circuito del puente, la unión de las ramas de relación  $R_A$  y  $R_B$  normalmente se toma como una terminal de protección separada del panel frontal del instrumento. Esta terminal de protección se puede conectar a la resistencia de tres terminales, como se muestra en la figura 115(a). La alta resistencia se monta sobre dos terminales aisladas sujetas a una placa metálica. Las dos terminales principales de la resistencia son el punto común de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ , cual representa el camino de fuga desde las terminales principales a lo largo de sus partes aislantes hasta la placa metálica o de protección.

La protección se conecta a la terminal de protección ubicada en el panel frontal del puente, como se indica en el esquema de la figura 115. Esta conexión coloca a  $R_1$  en paralelo con la rama de relación de  $R_A$ , pero puesto que  $R_1$  es mayor que  $R_A$ , su efecto de desviación es despreciable. De manera similar, la resistencia de fuga  $R_2$  es mayor que la del galvanómetro, de manera que el único efecto es una pequeña reducción en la sensibilidad del galvanómetro. Los efectos de los caminos de fuga externos se eliminan con un circuito de protección con la resistencia de tres terminales.

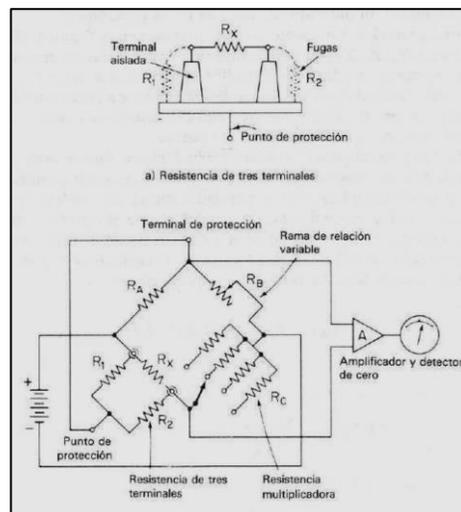
Figura 114. **La terminal con protección hace retornar la corriente de fuga a la batería**



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*. p. 112.

Si no se usa el circuito de protección, las resistencias de fuga  $R_1$  y  $R_2$  estarían directamente a través de  $R_x$  y tendría un error considerable.

Figura 115. **Resistencia de tres terminales, conectada a un puente de megohms de alto voltaje con protección**



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*. p. 113.

## 8.4. Medición de pequeños cambios en la resistencia

Para medir la resistencia, primero es menester encontrar una técnica que permita convertir el cambio de la resistencia en una corriente o voltaje que se muestre en un amperímetro o voltímetro. Si lo que hay que medir es un cambio ligero en la resistencia, lo que se obtendrá será un cambio muy pequeño en el voltaje. Por ejemplo, una corriente de 5 mA si pasa por un sensor de deformación de  $120 \Omega$  el voltaje a través del mismo sería de 0,006 V. Si la resistencia cambia a  $1 \text{ m}\Omega$ , el cambio en el voltaje sería de  $5 \mu\text{V}$ . Para mostrar este cambio sería necesario amplificarlo por un factor de, por ejemplo, 1 000 a 5 mV. Sin embargo, también es posible amplificar los 0,6 V por 1 000 para así obtener 600 V. Por lo tanto, es necesario un circuito que permita amplificar sólo la diferencia en voltaje a través del sensor de deformación causado por un cambio en su resistencia. La solución a lo anterior está en el circuito conocido como puente de Wheatstone.

### 8.4.1. Puente básico de resistencias

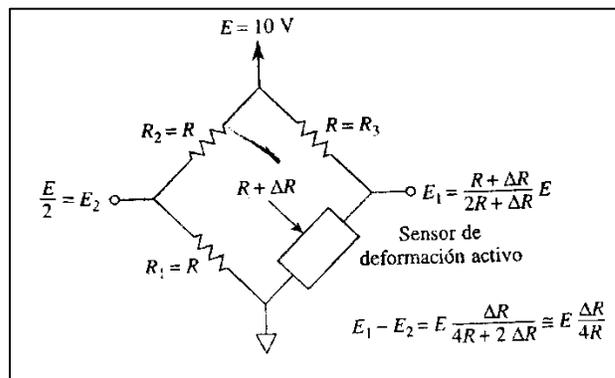
El sensor de deformación se coloca en un brazo del puente de resistencias, como se aprecia en la figura 115. Se supone que el sensor no está deformado, de modo que su resistencia es igual a  $R$ . También se supone que  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$  son todas iguales a  $R$ . En estas condiciones,  $E_1 = E_2 = E/2$  y  $E_1 - E_2 = 0$ . Se dice entonces que el puente está balanceado. Cuando el sensor de esfuerzo se encuentra comprimido,  $R$  decrecerá en  $\Delta R$  y el voltaje diferencial  $E_1 - E_2$  se calcula mediante:

$$E_1 - E_2 = E \frac{\Delta R}{4R} \quad [\text{Ec. 98}]$$

Esta aproximación se considera válida dado que  $2 \Delta R \ll 4R$  en el caso de los sensores de esfuerzo.

La ecuación 98 muestra que  $E$  debe ser lo suficientemente grande como para obtener el voltaje máximo de salida diferencial  $E_1 - E_2$ .

Figura 116. **El arreglo de puente de resistencia y el voltaje e alimentación  $E$  convierten un cambio en la resistencia en el sensor de deformación**



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*. p. 232.

- Ejemplo 8.1

Si  $\Delta R = 0,001 \Omega$ ,  $R = 120 \Omega$  y  $E = 1,0\text{ V}$  en la figura 116, calcular la salida del puente,  $E_1 - E_2$ .

- Solución

De la ecuación 98:

$$E_1 - E_2 = 1,0 \text{ V} \times \frac{0,001 \Omega}{(4)(120) \Omega} = 2,2 \mu\text{V}$$

Si se aumenta  $E$  hasta 10 V, entonces  $E_1 - E_2$  aumenta hasta 22  $\mu\text{V}$ . Por lo tanto, un amplificador de instrumentación sirve para amplificar el voltaje diferencial  $E_1 - E_2$ , 1 000 veces y producir una salida de aproximadamente 22  $\text{mV}$  por miliohm de  $\Delta R$ .

Se puede concluir que mediante el voltaje  $E$ , el circuito puente y un amplificador de instrumentación se convierte el cambio de 1  $\text{m}\Omega$  en un cambio de 22  $\text{mV}$  en el voltaje de salida.

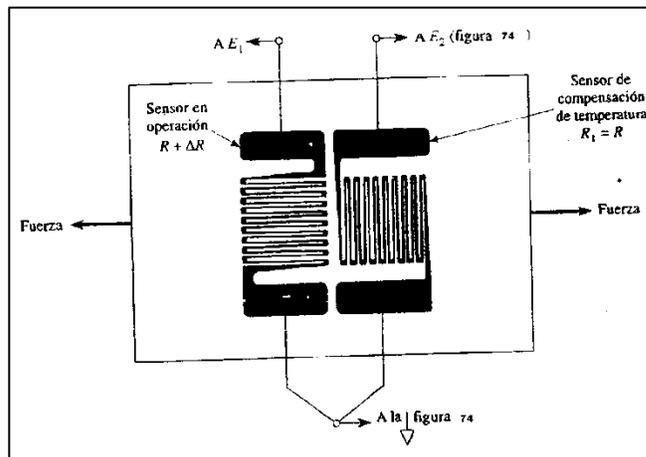
#### **8.4.2. Efectos térmicos en el balance del puente**

Aun cuando se lograra balancear el circuito puente de la figura 116, este no permanecería así, debido a que los ligeros cambios en la temperatura en el sensor de esfuerzo. Provocan cambios en resistencia iguales o mayores que los generados por el esfuerzo para resolver este problema se monta otro sensor de esfuerzo idéntico y junto al sensor que está en funcionamiento, de esta manera ambos estarán dentro del mismo entorno térmico. Por lo tanto, conforme varíe la temperatura, la resistencia del sensor adicional cambiará exactamente como lo hace la resistencia del sensor en funcionamiento. Este sensor adicional permite obtener una compensación de temperatura automática, por lo que acertadamente se le ha llamado sensor de compensación de temperatura o sensor ficticio.

Este sensor de compensación de temperatura se coloca con su eje transversal perpendicular al eje transversal del sensor que está activo, como se muestra en la figura 116. Este tipo estándar de arreglo de sensor puede

obtenerse con los fabricantes. El nuevo sensor se conecta en lugar de la resistencia  $R_1$  en el circuito puente de la figura 116. Una vez balanceado el puente, las resistencias  $R$  del sensor de compensación de temperatura y del sensor en funcionamiento se siguen una a otra para así mantener en equilibrio el puente. Cualquier desequilibrio que se produzca es exclusivamente por causa de  $\Delta R$  del sensor activo debido al esfuerzo.

Figura 117. **El sensor de deformación para compensación de temperatura tiene los mismos cambios e resistencia que el sensor en operación al incrementarse**



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*. p. 233.

### 8.5. Balanceo de un puente de sensores de deformación

La utilidad de este principio se manifiesta en la construcción de las galgas extensiométricos. Estos dispositivos son transductores pasivos, que aplicados sobre un espécimen, permiten medir la fuerza ejercida sobre él a partir de la deformación resultante. Así, fuerzas de compresión, tracción o torsión,

aplicadas sobre materiales elásticos, generan deformaciones que son transmitidas a la galga, respondiendo ésta con una variación de su propia resistencia eléctrica.

### 8.5.1. Técnica obvia

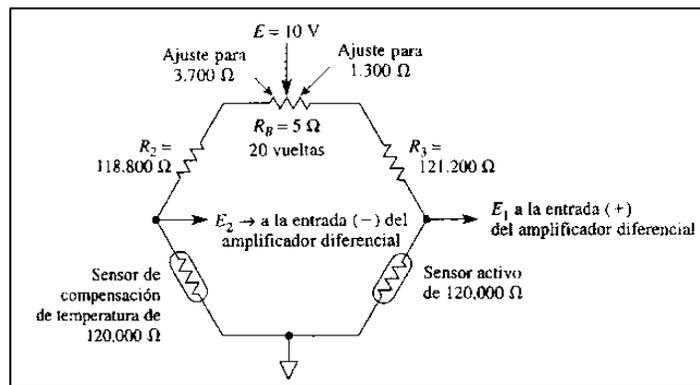
Suponer que en la figura 117 se encuentran un sensor en operación y uno de compensación de temperatura que son iguales dentro de un margen de  $1\text{ m}\Omega$ . Para completar el puente se instalan dos resistencias de  $120\ \Omega$  con  $1\%$  a  $121\ 200\ \Omega$  y otro está por debajo de  $1\%$  a  $118\ 800\ \Omega$ . Es necesario igualar estas resistencias para balancear el puente. Para ello, se instala un potenciómetro de  $5\ \Omega$  y 20 vueltas, como se muestra en la figura 117. Teóricamente, el potenciómetro debe configurarse como se aprecia para igualar las resistencias de las ramas superiores del puente a  $122\ 500\ \Omega$ .

Suponer además que se conecta un amplificador de instrumentación con ganancia de 1 000 al puente de la figura 117. Con base en el ejemplo 8.1, la salida del amplificador de instrumentación (AI) será aproximadamente de  $22\text{ mV}$  por miliohm de desbalanceo. Esto significa que es necesario ajustar el potenciómetro de  $5\ \Omega$  dentro de  $1\text{ m}\Omega$  a los valores mostrados, de modo que  $E_1 - E_2$ , y en consecuencia  $V_o$  del AI, sea igual a  $0\text{ V} \pm 22\text{ mV}$ .

Desafortunadamente, en la práctica resulta muy difícil ajustar el balance. Lo anterior se debe a que cada vuelta del potenciómetro equivale a  $5\ \Omega/20\text{ vueltas} = 250\text{ m}\Omega$ . Cuando se ajusta el potenciómetro es normal esperar un desajuste de  $\pm \frac{1}{50}$  de vuelta. Por lo tanto, lo más que se puede lograr es un desbalance en el potenciómetro de aproximadamente  $\pm 5\text{ m}\Omega$ . Este desbalance se notará a la salida del AI, en donde  $V_o$  cambia en un valor de  $\pm 0,1$  a ambos lados del cero al ajustar con precisión el potenciómetro de 20

vueltas. Por fortuna, existe una técnica mejor en la que se utiliza un potenciómetro lineal ordinario ( $\frac{3}{4}$  de vuelta) y una sola resistencia.

Figura 118. **El potenciómetro de balanceo  $R_B$ , se ajusta de manera que  $E_1 - E_2 = 0 V$**

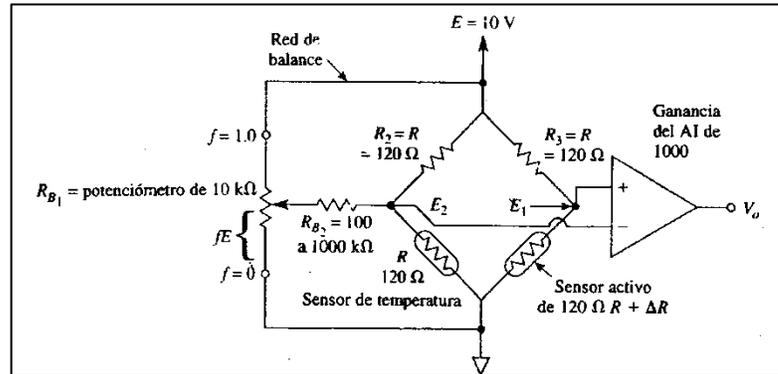


Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*.  
p. 234.

### 8.5.2. Una técnica mejor

Par analizar el funcionamiento de la red de balance de la figura 118 suponer que las resistencias del puente,  $R_2$  y  $R_3$ , son razonablemente iguales con un margen de  $\pm 1 \%$ . La resistencia del sensor de deformación debe estar formada por resistencias iguales dentro de un margen de varios miliohms cuando el sensor activo no esté sujeto a deformación.

Figura 119. Red de balance mejorada,  $R_{B1}$  y  $R_{B2}$  permiten ajustar fácilmente  $V_o$  al valor 0 V



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*.  
p. 235.

La resistencia  $R_{B1}$  es un potenciómetro lineal común de  $\frac{3}{4}$  de vuelta. Su resistencia debe ser aproximadamente de  $\frac{1}{10}$ , o menos de la de la resistencia  $R_{B2}$ , de manera que el voltaje  $fE$  depende sólo de  $E$  y de la fracción decimal  $f$ . Los valores de  $f$  varían entre 0 y 1,0, conforme se ajusta el potenciómetro de un límite a otro.  $R_{B1}$  debe ser 10 veces la resistencia de sensor o más.

El valor de la resistencia  $R_{B2}$  debe ser 10 veces  $R_{B1}$  o mayor. En estas condiciones  $R_{B2}$  no carga al divisor de voltaje de  $R_{B1}$ . También, el valor de  $R_{B2}$  determina la corriente de balance máxima que se puede inyectar al nodo  $E_2$  o consumir de este. El valor de ajuste  $f$  del potenciómetro determina qué tanto de la corriente máxima se inyecta o consume.

La acción del balanceo se resume observando que si a  $f > 0,5$  se inyecta un a pequeña corriente en el nodo  $E_2$  y fluye a través del sensor de

temperatura hacia tierra, con lo cual  $E_2$  se vuelve más positivo. Si  $f < 0,5$ , se consume corriente del nodo  $E_2$  y con ello aumenta la corriente que pasa a través de  $R_2$  y  $E_2$ , aumentando la corriente que pasa a través de  $R_2$  y  $E_2$  es menos positivo.

En un puente real empieza por hacerse que  $R_{B_2} = 100 \text{ k}\Omega$  y  $R_{B_1} = 10 \text{ k}\Omega$ . Se monitorea el  $V_o$  del AI y se verifica la sección del balanceo. Si la variación en  $V_o$  es mayor que la deseada, se aumenta el valor de  $R_{B_2}$  a  $1\,000 \text{ k}\Omega$  y se vuelve a verificar la acción de balanceo. El valor final de  $R_{B_2}$  se encuentra mediante experimentación y dependerá de la magnitud del desbalance entre  $R_2$  y  $R_3$ .

### **8.6. Aumento en la salida del puente de sensores de deformación**

Se mostró, en la figura 119, que un solo sensor de deformación en operación y un sensor de compensación de temperatura producen una salida en el puente diferencial igual a:

$$E_1 - E_2 = E \frac{\Delta R}{4R}$$

El circuito y la ubicación de los sensores se muestran nuevamente en la figura 120(a). El voltaje de salida del puente,  $E_1 - E_2$  se duplica al duplicarse la cantidad de sensores que están activos, como se aprecia en la figura 120(b). Los sensores 1-2 y 5-6 son los activos y su resistencia (tensión) aumenta si se aplica la fuerza como se muestra. Al colocar los sensores activos en ramas opuesta del puente y los sensores de compensación de temperatura en las otras ramas, la salida del puente es:

$$E_1 - E_2 = E \frac{\Delta R}{2R + \Delta R} = \frac{\Delta R}{2R}$$

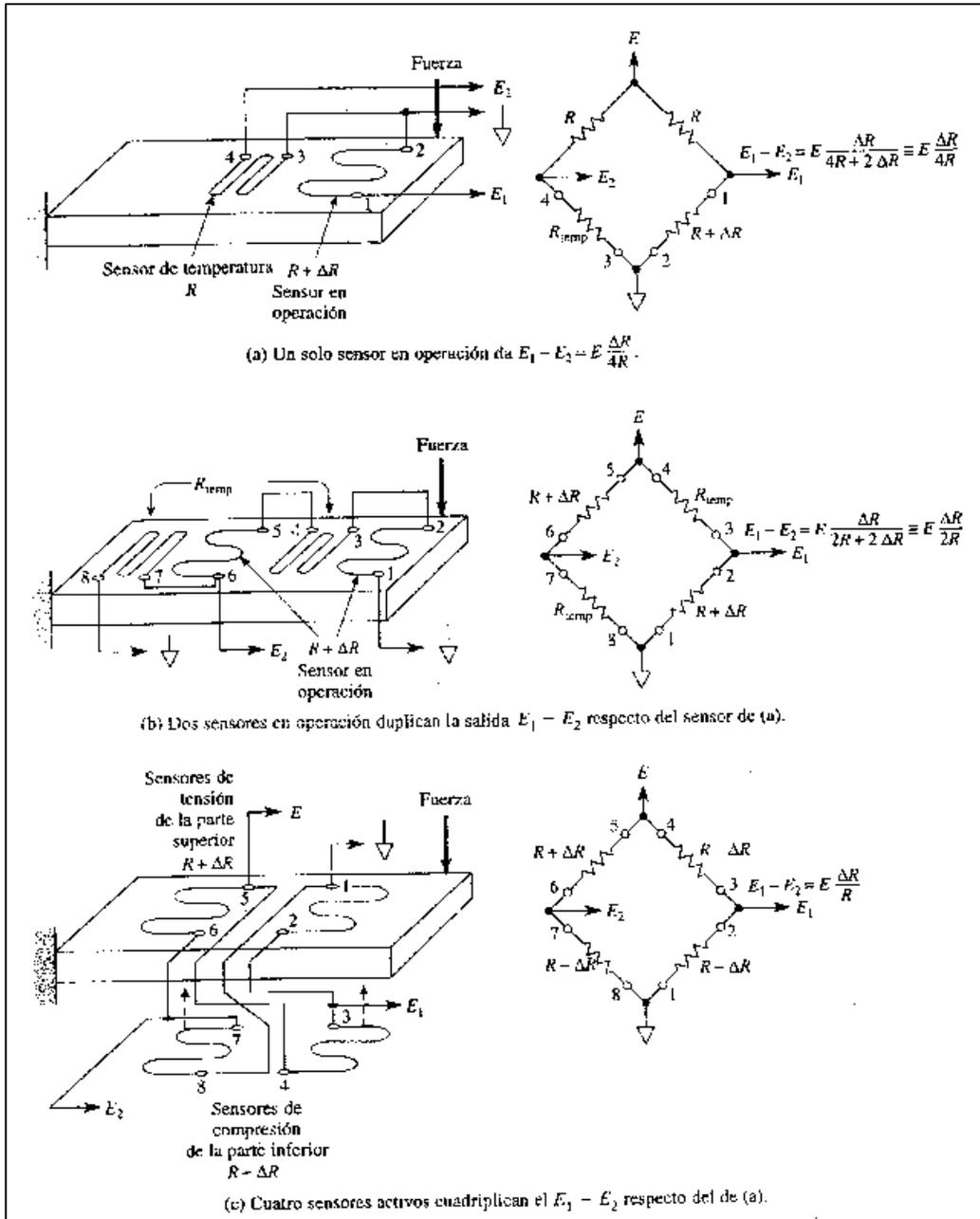
Si el miembro estructural experimenta una flexión, como se muestra en la figura 120(c), puede obtenerse mayor sensibilidad en el puente. El lado superior de la barra se alarga (tensión) a fin de aumentar la resistencia del sensor activo en una cantidad igual a  $\pm \Delta R$ . El extremo inferior de la barra se acorta (compresión) para disminuir la resistencia del sensor activo en una cantidad igual a  $-\Delta R$ .

Los sensores de tensión 1-2 y 5-6 están conectados en ramas opuestas del puente. Los sensores de compresión 3-4 y 7-8 están conectados en las ramas opuestas restantes del puente. Los sensores también se compensan unos a otros en cuanto a temperatura. La salida del arreglo de cuatro sensores de deformación en la figura 120(c) se cuadruplica con respecto lo que se obtiene con el puente de un solo sensor y su valor es de:

$$E_1 - E_2 = E \frac{\Delta R}{R}$$

Desde luego que cada uno de estos arreglos de la figura 120 debe conectarse a un circuito de balanceo.

Figura 120. Comparación de sensibilidad de tres arreglos de puente sensores de deformación

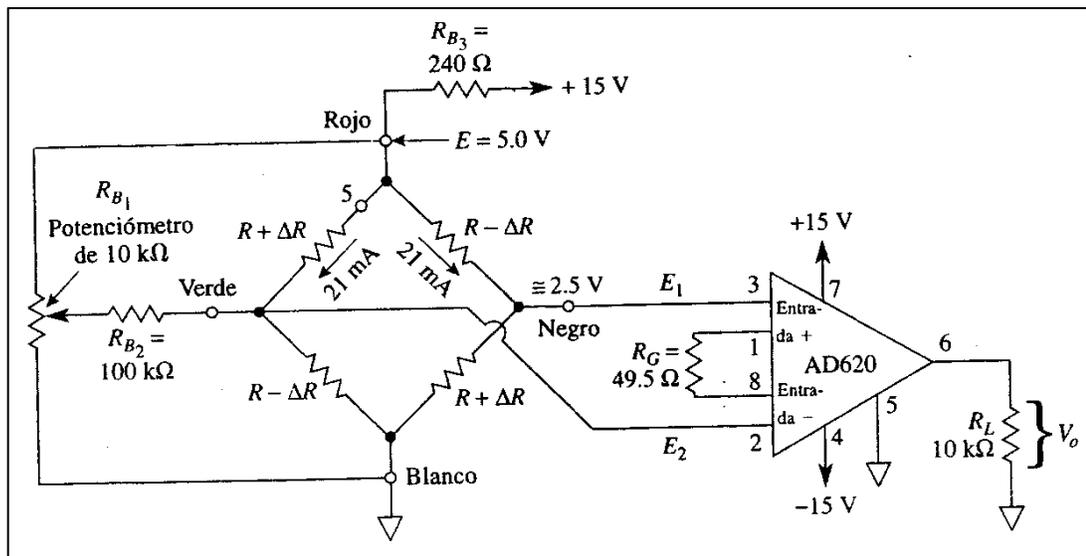


Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*.

## 8.7. Una aplicación práctica del detecto de deformaciones

Como se aprecia en la figura 119, se conecta un amplificador de instrumentación (AI) AD620 (Analog Devices) con un puente de cuatro sensores de deformación. Los sensores de deformación son de  $120\ \Omega$  SR4, tipo cinta. Se encuentran montados en una barra de acero como se muestra en la figura 120(c). También está conectado el circuito de balanceo de la figura 118 al puente de sensores de deformación.  $R_{B_2}$  se eligió, después de experimentar, con un valor de  $100\ k\Omega$ . Los sensores de deformación se montaron siguiendo fielmente las instrucciones del fabricante. En la tabla de la figura 120(b) se elige el valor de  $R_G$  correspondiente a una ganancia de 1 000.

Figura 121. **El amplificador de instrumentación AD620 sirve para aumentar la salida de los cuatro sensores de deformación en operación**



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*.

p. 238.

- Ejemplo 8.3

El circuito de acondicionamiento de la señal SCC, de la figura 121 se utiliza para medir la deformación causada por la flexión de una barra de acero. El valor medido de  $V_o$  es de  $100\text{ mV}$ . Calcular (a)  $\Delta R$ ; (b)  $\Delta R/R$ , (c)  $\Delta L/L$ . La ganancia es de 1 000. El factor del sensor es de 2,0.

- Solución (a)

Calcular  $E_1 - E_2$  a partir de:

$$E_1 - E_2 = \frac{V_o}{\text{ganancia}} = \frac{100\text{ mV}}{1\,000} = 0,1\text{ mV}$$

De  $\Delta R$  de la figura 120(c):

$$\Delta R \frac{R(E_1 - E_2)}{E} = \frac{120\ \Omega(0,1 \times 10^{-3}\text{ V})}{5,0\text{ V}} = 0,0024\ \Omega = 2,4\text{ m}\Omega$$

- Solución (b)

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{0,0024\ \Omega}{120\ \Omega} = 0,000020 = 20 \times 10^{-6}\ \mu\Omega/\Omega$$

- Solución (c)

Del factor de sensibilidad =  $(\Delta R/R)/(\Delta L/L)$  se obtiene:

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{20 \times 10^{-6}}{2} = 10 \times 10^{-6} = 10\ \mu\text{in/in}$$

Nota: La resistencia  $R_{B_3}$  se elige de manera que mantenga restringida la corriente de sensor por debajo de  $25 \text{ mA}$  para así limitar el autocalentamiento.

Dado que ya se conoce el valor de la deformación  $\Delta L/L$ , se consulta el módulo de elasticidad correspondiente al acero  $E = 30 \times 10^6$ . El esfuerzo se calcula mediante:

$$\text{esfuerzo} = E \times \text{deformación} = (30 \times 10^6)(10 \times 10^{-6}) = 300 \text{ psi}$$

### **8.8. Medición de presión, fuerza y peso**

En el ejemplo 8.3 se mostró cómo medir la presión por medio de un sistema de sensores de deformación. El personal electricista proporciona a los ingenieros mecánicos el dato de  $\Delta L/L$ ; estos miden  $\Delta R/R$  y observan cuál es el factor del sensor correspondiente. A partir del valor de  $\Delta L/L$  los ingenieros mecánicos y los técnicos calculan la presión de una estructura. Dado que la presión es fuerza por unidad de área, calculan la fuerza midiendo el área de la estructura.

Además, el peso de un objeto ejerce una fuerza sobre la estructura que lo soporta. Si se instala un sensor de deformación en dicha estructura puede llegarse a pesar objetos muy grandes, como es el caso de un camión lleno de grava o un Boeing 747.

### **8.9. Amplificador de puente básico**

Puede medir y amplificar pequeñas señales que quedan ocultas en otras de mayor amplitud.

### 8.9.1. Introducción

Existen algunos transductores que permiten su conexión a un circuito acondicionador de señal formado por pocas partes y al que se conoce como amplificador de puente. Este se construye con un amplificador operacional, cuatro resistencias y un transductor, como se aprecia en la figura 122(b). el transductor es un dispositivo mediante el cual puede convertirse un cambio ambiental en uno de resistencia. Por ejemplo, un termistor es un transductor cuya resistencia aumenta conforme disminuye su temperatura. Una celda fotoconductor es un transductor cuya resistencia disminuye conforme aumenta la intensidad luminosa.

Para el análisis del circuito se representa el transductor mediante una resistencia  $R$  más un cambio en la resistencia  $\Delta R$ .  $R$  es el valor de la resistencia de la referencia deseada y  $\Delta R$  es la cantidad que  $R$  cambia. Por ejemplo, el termistor UUA 41J1 tiene una resistencia de  $10\,000\ \Omega$  a una temperatura de referencia de  $25\ ^\circ\text{C}$ . Un cambio de temperatura de  $+1^\circ$  a  $26\ ^\circ\text{C}$  produce una resistencia en el termistor de  $9\,573\ \Omega$ . De acuerdo con la siguiente ecuación, el valor de  $\Delta R$  resulta ser un valor negativo:

$$R_{\text{transductor}} = R_{\text{referencia}} + \Delta R$$

$$9\,573\ \Omega = 10\,000\ \Omega + \Delta R$$

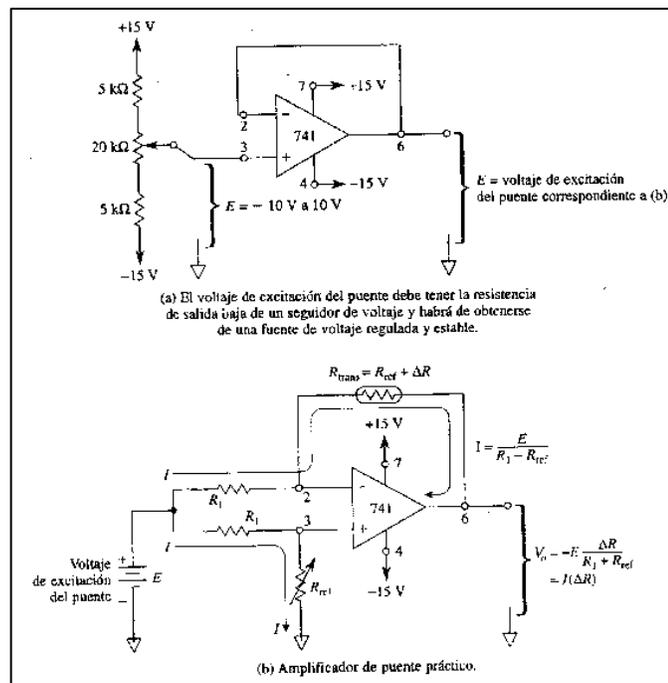
$$R = -427\ \Omega$$

Dado que la temperatura de referencia es de  $25\ ^\circ\text{C}$ , se define el valor de la resistencia de referencia correspondiente:  $R_{\text{referencia}} = 10\,000\ \Omega$ . Las anteriores

definiciones obligan a  $R$  a tomar un signo negativo cuando la resistencia del transductor es menor a la  $R_{ref}$ .

Para utilizar el puente es necesario alimentarlo con un voltaje estable  $E$ , que puede ser de corriente alterna o corriente directa.  $E$  Habrá que tener una resistencia interna que sea pequeña en relación con  $R$ . La manera más sencilla de producir  $E$  es mediante un divisor de voltaje a partir de los voltajes de alimentación estables, como se aprecia en la figura 122(a). Luego, se conecta con el divisor un sencillo seguidor de voltaje. Para el caso de los valores de resistencias mostrados  $E$  se ajusta entre  $+10$  y  $-10$  V.

Figura 122. **Este amplificador de puente entrega un voltaje directamente proporcional al cambio de la resistencia del transductor**



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*.

p. 240.

### 8.9.2. Funcionamiento del circuito puente básico

En la figura 122(b) se muestra un circuito puente básico que tiene pocos componentes. Las resistencias  $R_1$  son 1 % más bajas que las resistencias de coeficiente de temperatura (película metálica). La corriente  $I$  es constante y está definida por  $R_1$ ,  $R_{ref}$  y  $E$ . Es decir,  $I = E/(R_1 + R_{ref})$ . Observe que la corriente del transductor es constante e igual a  $I$ , puesto que las caídas de voltaje a través de las dos resistencias  $R_1$  son iguales ( $E_d = 0 V$ ).

El valor de la resistencia que va de la entrada (+) a tierra siempre se elige de manera que sea igual a la resistencia de referencia del transductor. Se desea que  $V_o$  valga cero volts cuando  $R_{trans} = R_{ref}$ . Lo anterior no permite calibrar o verificar la operación del puente. En el caso de la figura 122(b),  $\Delta R$  es la entrada y  $V_o$  valga cero volts cuando  $R_{trans} = R_{ref}$ . Lo anterior nos permite calibrar o verificar la operación del puente. En el caso de la figura 122(b),  $\Delta R$  es la entrada y  $V_o$  es la salida. La relación que existe entre la entrada y la salida es la siguiente:

$$V_o = -E \left( \frac{\Delta R}{R_{ref} + R} \right) = -I \Delta R \quad [\text{Ec. 99}]$$

En donde  $I = E/(R_{ref} + R)$ ,  $\Delta R = R_{trans} - R_{ref}$ .

### 8.9.3. Procedimiento para ajustar a cero

- Poner el transductor en el entorno de referencia: por ejemplo, 25 °C.
- Ajustar  $R_{ref}$  hasta que  $V_o = 0 V$ .

Normalmente resulta muy costoso controlar un entorno para llevar a cabo la prueba o calibración de un solo circuito. Por lo tanto: (1) reemplazar el transductor  $R_{trans}$ , por una resistencia igual a  $R_{ref}$ ; (2) ahora  $\Delta R$  es igual a cero; (3) con base en la ecuación 99,  $V_o$  debe ser igual a cero también.

Suponiendo que  $V_o$  es casi cero, no un valor cero preciso, se desea ajustar  $V_o$  a un valor que sí sea de cero volts exactamente.

- Verificar que las resistencias  $R_1$  sean iguales con una tolerancia de 1 %.
- Verificar que el transductor de reemplazo  $R_{ref}$  sea igual al valor de  $R_{ref}$ , desde la entrada (+) hasta tierra en la figura 122(b), con una tolerancia 1 %.
- Utilizar un amplificador operacional que tenga un voltaje de desvío de cd pequeño, como el OP-77.

#### **8.9.4. Medición de temperatura con un circuito puente**

En esta sección se mostrará cómo diseñar un sistema de medición de temperatura con unas cuantas partes, con el fin de ejemplificar el procedimiento de diseño.

- Ejemplo de diseño 8.4

Diseñar un convertidor de temperatura a voltaje que mida temperaturas entre 25 y 50 °C.

- Procedimiento de diseño

- Elegir cualquier termistor para empezar a hacer ensayos. El termistor convierte un cambio de temperatura en un cambio de resistencia. Utilizar el Fenwal UAA41J1 y hacer una tabla de sus características de temperatura en función de la resistencia, como en la tabla XLII.
- Elegir la temperatura de referencia. En la temperatura de referencia  $V_o$  debe ser igual a cero. Elijir ya sea el límite inferior de 25 °C o el límite superior de 50 °C. para este ejemplo se utilizará el límite de 25 °C. se acaba de definir  $R_{ref}$ .  $R_{ref}$  es igual a la resistencia del transductor correspondiente de la temperatura de referencia. Concretamente,  $T_{ref} = 25^{\circ}\text{C}$ ; por lo tanto,  $R_{ref} = 10\,000\ \Omega$ , ahora calcular  $\Delta R$  para cada valor de temperatura utilizando:

$$R_{trans} = R_{ref} + \Delta R$$

A 50°C:

$$3\,603\ \Omega = 10\,000\ \Omega + \Delta R$$

$$\Delta R = -6\,397\ \Omega$$

Observar el signo negativo de  $\Delta R$ .

Tabla XLII. **Resistencia en función de la temperatura de un termistor UUA41J1**

Temp. (°C)	$R_{trans}$		
25	10 000	1 983	Cambio óhmico correspondiente a 5 °C de cambio.
30	8 057		
35	6 530		
40	5 327	767	Cambio óhmico correspondiente a 5 °C de cambio.
45	4 370		
50	3 603		

Fuente: elaboración propia.

- Pronosticar cuáles serán las características voltaje-temperatura. Se elige ahora el circuito puente de la figura 123, que convierte un cambio de resistencia  $\Delta R$  un voltaje de salida.
  - ✓ Elegir el valor de las resistencias  $R_1$  igual a  $10\text{ k}\Omega$ , 1 %.
  - ✓ Elegir como valor de ensayo  $E = 1,0\text{ V}$ .

Si se quiere saber el porqué de estos valores en particular, la respuesta es que: (1) es más fácil obtener resistencias con un valor de  $10\text{ k}\Omega$  y (2) un valor de  $1\text{ V}$  permitirá tener una idea de la magnitud de  $V_o$ . Si posteriormente si quiere duplicar o triplicar  $V_o$ , bastará con duplicar o triplicar el valor de  $E$ .

- ✓ Mediante la ecuación 99 calcular  $I$ :

$$I = \frac{E}{R_{ref} + R_1} = \frac{1\text{ V}}{10\text{ k}\Omega + 10\text{ k}\Omega} = 0,050\text{ mA}$$

- ✓ Calcular el valor de  $V_o$  correspondiente a cada uno de los valores de  $R$  y tabular los resultados, mediante la ecuación 99:

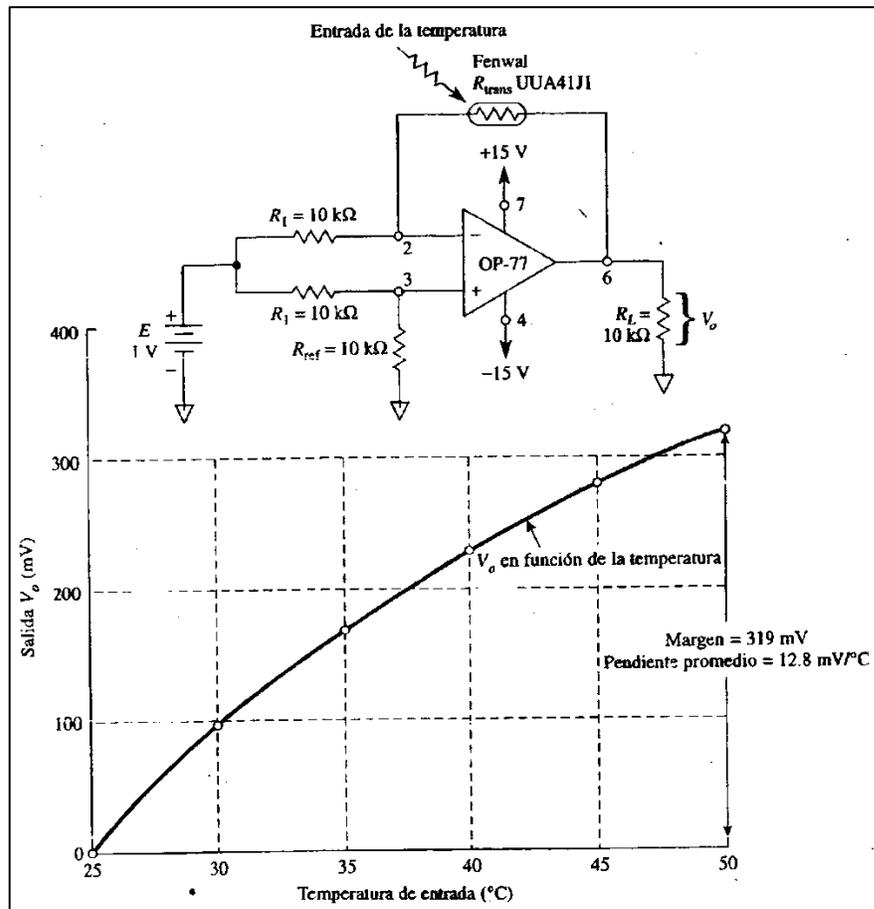
$$V_o = -I\Delta R$$

Para una temperatura de 50°C:

$$V_o = -(0,0050\text{ mA})(-6\ 397\ \Omega) = 310\text{ mV}$$

- Tomar nota por escrito del comportamiento respectivo. En la figura 123 se grafica  $V_o$  en función de la temperatura, en donde también se ha dibujado el circuito del diseño.

Figura 123. Solución del ejemplo 8.4., un cambio en la temperatura de entrada de 25 a 50 °C produce un cambio en el voltaje de salida de 0 a 319 mV



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*. p. 243.

### 8.10. Como dar más versatilidad al amplificador de puente

Los amplificadores de cuatro canales ofrecen una versatilidad en el campo de audio para automóvil. Mejores unidades ofrecen la posibilidad de tender un puente con seguridad en dos canales, lo que permite una mayor cantidad de la

energía fluya a oradores como subwoofers, si se necesita más actual. Dado que todos los amplificadores de 4 canales puenteables son esencialmente dos amplificadores de 2 canales atados entre sí internamente

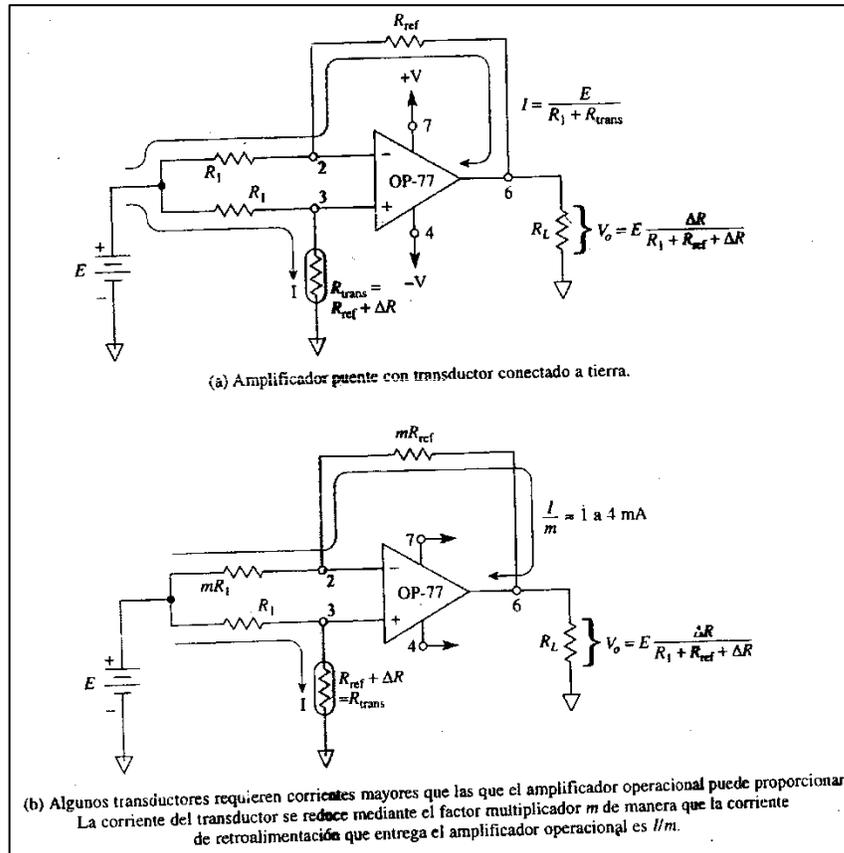
### 8.10.1. Transductores de tierra

En algunas aplicaciones es necesario conectar a tierra una terminal del transductor, la técnica modelo se muestra en la figura 124(a). Observar que la corriente  $I$  depende la resistencia del transductor. Observar también que  $V_o$  no es lineal respecto a  $\Delta R$  debido a que esta aparece en el denominador de la ecuación de  $V_o$  en función de  $\Delta R$ . Por último, en contraste con el ejemplo 8.4, si  $E_i$  es positivo y  $T_{ref}$  está en el extremo inferior de la escala,  $V_o$  se vuelve negativo para los valores negativos de  $\Delta R$ . Es decir, si  $R_{trans}$  en un termistor  $V_o$  se vuelve más negativo conforme aumenta la temperatura.

### 8.10.2. Transductores de corriente alta

Si la corriente que necesita el transductor rebasa la capacidad de suministro de la corriente del amplificador operacional ( $5\text{ mA}$ ), utilizar le circuito de la figura 124.  $E$  proporciona la corriente del transductor, se eligen las resistencias  $mR$  para que mantengan las corrientes aproximadamente entre 1 y  $4\text{ mA}$ . La corriente y el voltaje de salida del transductor se calculan mediante la ecuación 124(b). Si la corriente del transductor es muy pequeña, se utiliza el mismo circuito, con la salvedad de que el valor de las resistencias  $mR$  deberá ser menor que  $R$  para mantener la corriente de salida del amplificador operacional aproximadamente a  $1\text{ mA}$ . Los amplificadores operacionales BIFET, como el AD548, tienen corrientes de polarización pequeñas.

Figura 124. El amplificador en puente se utiliza con un transductor conectado a tierra en (a) y con un transductor de corriente alta en (b)



Fuente: COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*. p.245.

### 8.10.3. Laboratorio 8.1

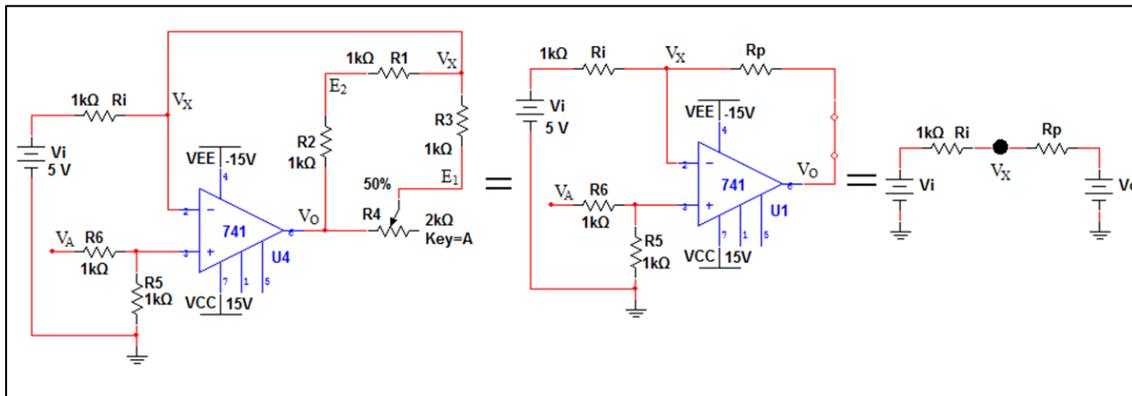
El presente laboratorio combina un amplificador operacional diferencial  $U_4$ , un circuito de amplificador de instrumentación y un puente de Wheatstone con una resistencia variable  $R_4$  en uno de sus brazos. Según el circuito dado en Multisim, el voltaje de salida  $V_o$  del mismo está en  $U_4$ , el cual depende tanto de

los cambios en el puente de Wheatstone, así como de la salida del amplificador de instrumentación  $V_A$ . Depende del puente debido a que cuando cambia el valor resistivo del sensor  $R_4$  ( $R_4 = R + \Delta R$ ), también cambia la resistencia equivalente del puente de Wheatstone  $R_P$  ( $R_P = R_1 + R_2 / R_3 + R_4$ ) vista desde los terminales de retroalimentación negativa del amplificador diferencial. La salida del amplificador de instrumentación  $V_A$  también provoca cambios en  $U_4$ , ya que dicho valor no es constante y depende de la ganancia del amplificador de instrumentación, la resistencia  $R_P$  y el voltaje diferencial  $E_2 - E_1$ .

### 8.10.3.1. Instrucciones

Con la ayuda de las figuras dadas, y tomando en cuenta los criterios citados en las generalidades de este laboratorio, haga todo lo que se le pide, deje memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también deberá agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

Figura 125. **Circuito de ayuda para el análisis de los tres primeros ejercicios del laboratorio 8.1**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Tomando en consideración la figura 125, demostrar detalladamente que el voltaje a través de la resistencia  $R_i$  ( $R_p = R_1 + R_2 // R_3 + R_4$ ) es:

$$V_{R_i} = (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right)$$

Para resolver el circuito, se observa que el circuito de la figura 125 fue simplificado, de forma que puede ser analizado de otra manera. Esta simplificación se hizo tomando en cuenta los conceptos que han sido estudiados hasta el momento, indicando que la corriente que entra a las terminales de los amplificadores es igual a cero. Por lo tanto, se plantea la ecuación que permite encontrar el voltaje en  $R_i$ , el cual se puede definir de la siguiente forma:

$$V_{R_i} = IR_i$$

Tomando en consideración la ecuación anterior, se observa que la expresión que se necesita encontrar es la que define a la corriente  $I$ , por lo cual se plantea la siguiente ecuación:

$$I = \frac{V_o - V_i}{R_i + R_p}$$

Al sustituir la expresión  $I$  en  $V_{R_i}$ , la misma queda definida:

$$V_{R_i} = (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right)$$

- Demostrar detalladamente y explique por qué el voltaje en el punto  $V_x$  (voltaje medido respecto a tierra) es:

$$V_x = V_{R_i} + V_i = (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right) + V_i$$

Tomando en cuenta el análisis que se hizo en el inciso anterior, se define el voltaje entre  $V_x$  y tierra de la siguiente forma:

$$V_x = V_i + R_i I$$

Al considerar el análisis realizado en el inciso 1, se puede considerar la misma ecuación para la corriente, por lo cual al sustituir la expresión de  $I$  en  $V_x$ :

$$V_x = V_i + R_i \left( \frac{V_o - V_i}{R_i + R_p} \right)$$

Al simplificar y expresar de otra forma:

$$V_x = (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right) + V_i$$

- Considerando que al puente de Wheatstone se le aplica un voltaje  $V_o - V_x$ , en el ramal  $R_4$  hay un potenciómetro que simula un sensor resistivo  $R_4 = R + \Delta R$ , y  $R_1=R_2=R_3=R$ . Demostrar detalladamente que el voltaje diferencial  $E_2 - E_1$ , es:

$$E_2 - E_1 = (V_o - V_x) \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

Considerando las situaciones anteriormente descritas, se plantea la diferencia de potencial, la cual queda definida de la siguiente forma:

$$E_2 - E_1 = -IR + IR + I\Delta R$$

Al simplificar la ecuación queda de la siguiente forma:

$$E_2 - E_1 = I\Delta R$$

La ecuación que define a  $I$ , debido al voltaje aplicado a las terminales del puente de Wheatstone se expresa por medio de:

$$I = \frac{V_x - V_o}{4R}$$

Al sustituir la expresión de  $I$ , en la diferencia de potencial entre  $E_2 - E_1$ , se define la ecuación que a un principio se quiere demostrar:

$$E_2 - E_1 = \left( \frac{V_x - V_o}{4R} \right) \Delta R$$

Simplificando:

$$E_2 - E_1 = \frac{\Delta R}{4R} (V_x - V_o)$$

- Sustituir la expresión para  $V_x$  obtenida en el ejercicio dos en la ecuación del ejercicio tres y demostrar detalladamente que:

$$E_2 - E_1 = (V_o - V_i) \left( \frac{R_p}{R_i + R_p} \right) \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

Sustituyendo la expresión de  $V_x$ , en la ecuación que se obtuvo del tercer inciso, la misma queda de la siguiente forma:

$$E_2 - E_1 = \left[ V_o - \left[ (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right) + V_i \right] \right] \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

Simplificando la expresión:

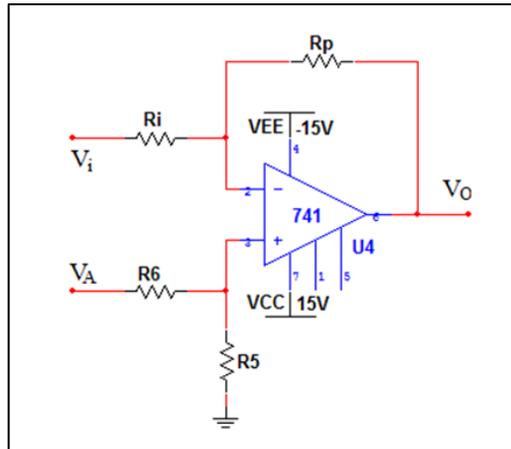
$$E_2 - E_1 = \left( \frac{V_o R_i + V_o R_p - V_o R_i - V_i R_p}{R_i + R_p} \right) \frac{\Delta R}{4R}$$

Simplificando la ecuación se puede definir de la siguiente forma:

$$E_2 - E_1 = (V_o - V_i) \left( \frac{R_p}{R_i + R_p} \right) \frac{\Delta R}{4R}$$

- ¿Cuál es el valor de  $V_A$  a la salida del amplificador de instrumentación, si el mismo tiene una ganancia unitaria y el voltaje diferencial de entrada es igual a la expresión equivalente a  $E_1 - E_2$  hallada en el cuarto ejercicio? ¿Cuál sería el valor de  $V_A$  si la ganancia del amplificador de instrumentación no es unitaria (la ganancia del amplificador de instrumentación de acuerdo a las variables de este circuito es igual a:  $1 + 2/(R_7/R_8)$ , donde los valores de ambas resistencias están dadas según el circuito usado en la simulación)?

Figura 126. **Circuito usado para el análisis del sexto ejercicio del laboratorio 8.1**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Basado en la figura 127, demostrar que el voltaje en el punto Vo, es:

$$V_O = -\frac{R_P}{R_i} V_i + \left( \frac{R_5}{R_5 + R_6} \right) \left( \frac{R_i + R_P}{R_i} \right) V_A$$

Analizando la configuración del circuito que se presenta en la figura 127 se observa que a la entrada no inversora el voltaje aplicado es el mismo que se mide entre  $R_5$  y tierra, por lo cual se puede definir de la siguiente forma:

$$V = \frac{R_5 V_A}{R_5 + R_6}$$

Al conocer la relación anterior y aplicando el concepto de circuito virtual en los amplificadores operacionales, se asume que el voltaje en las

entradas no inversoras e inversoras del amplificador son las mismas, y las corrientes  $I_i = I_p$ , se define lo siguiente:

$$\frac{V_i - V}{R_i} = \frac{V - V_o}{R_p}$$

A partir de la ecuación anterior se despeja la expresión para  $V_o$ :

$$V_o = \left(1 + \frac{R_p}{R_i}\right)V - \frac{V_i R_p}{R_i}$$

Al sustituir la expresión de  $V$ , encontrada en la expresión de  $V_o$ , la misma queda de la siguiente forma:

$$V_o = -\frac{R_p}{R_i}V_i + \left(\frac{R_5}{R_5 + R_6}\right)\left(\frac{R_i + R_p}{R_i}\right)V_A$$

- Sustituir la expresión de  $V_A$  del quinto ejercicio (la que fue considerada para ganancia unitaria) en la ecuación del sexto ejercicio y demuestre detalladamente que el voltaje de salida  $V_o$  resultante, tomando en cuenta que las resistencias  $R_5 = R_6 = R_i = R$ , y  $R_p = R + \Delta R/2$  (donde  $\Delta R/2 = 0$ ), es igual a:

$$V_o = -\left(\frac{8R + \Delta R}{8R - \Delta R}\right)V_i$$

- Hallar el valor numérico de  $V_o$  obtenido en el ejercicio anterior para los siguientes casos  $\Delta R = 100, 200, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900$ , y  $1\ 000\ \Omega$ . El valor de  $R$  para todos los casos es  $R = 1\ \text{K}\Omega$ . Anotar los resultados obtenidos en una tabla de Excel. A esta columna de datos llamarla “valores teóricos de  $V_o$ ”.

- Agregar una columna nueva con el nombre de “valores reales de  $V_o$ ” a la tabla de Excel del ejercicio anterior. Ejecutar la simulación. Hacer variaciones de 5 % cada una a  $R_4$  con la tecla “A” del 50 al 100 %. Anotar el resultado debido a cada variación, el cual se visualiza con el *measurement probe*  $V_o$  instalado en el circuito para el efecto. Explicar los resultados de este ejercicio comparando los valores teóricos con los reales e indicar cual es el porcentaje de error.

Tabla XLIII. **Datos obtenidos del octavo y noveno incisos del laboratorio 8.1**

Valor de $R_4$ (%)	$V_o$ medido (V)	$V_o$ calculado (V)	$R$ ( $\Omega$ )	$\Delta R$
50 %	-5,0000	-5,1266	1 000	100
55 %	-5,2500	-5,2564	1 000	200
60 %	-5,5000	-5,3896	1 000	300
65 %	-5,7300	-5,5263	1 000	400
70 %	-5,9700	-5,6667	1 000	500
75 %	-6.2	-5,8108	1 000	600
80 %	-6.42	-5,9589	1 000	700
85 %	-6.64	-6,1111	1 000	800
90 %	-6.86	-6,2676	1 000	900
95 %	-7.07	-6,4286	1 000	1 000

Fuente: elaboración propia.

- Describir las conclusiones de cada uno de los ejercicios realizados.

Se observa que para las expresiones encontradas, al ser sustituidas en los valores de las ecuaciones, el error que se tiene es aproximado al que se midió en la simulación de Multisim.

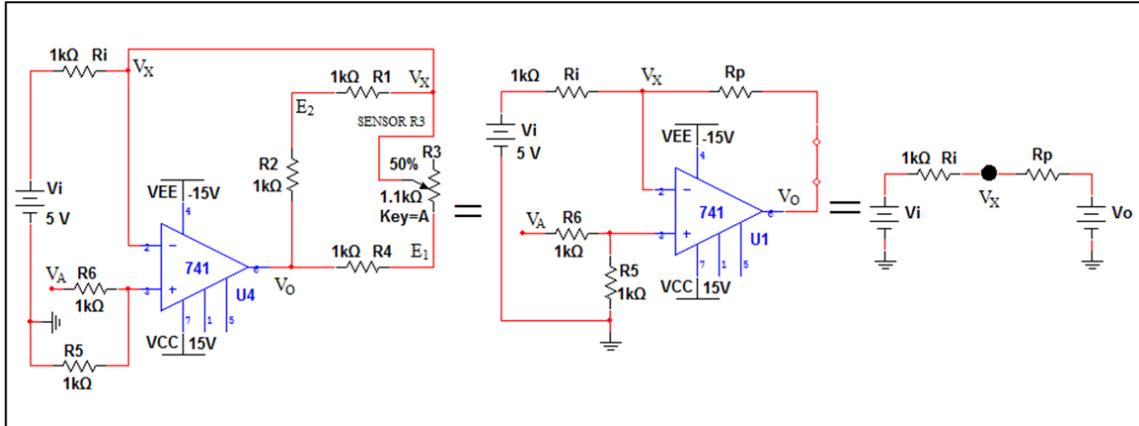
#### **8.10.4. Laboratorio 8.2**

El presente laboratorio combina un amplificador operacional diferencial  $U_4$ , un circuito de amplificador de instrumentación y un puente de Wheatstone con una resistencia variable  $R_3$  en uno de sus brazos. Según el circuito dado en Multisim, el voltaje de salida  $V_o$  del mismo está en  $U_4$ , el cual depende tanto de los cambios en el puente de Wheatstone, así como de la salida del amplificador de instrumentación  $V_A$ . Depende del puente debido a que cuando cambia el valor resistivo del sensor  $R_3$  ( $R_3 = R + \Delta R$ ), también cambia la resistencia equivalente del puente de Wheatstone  $R_P$  ( $R_P = R_1 + R_2 // R_3 + R_4$ ), vista desde los terminales de retroalimentación negativa del amplificador diferencial. La salida del amplificador de instrumentación  $V_A$  también provoca cambios en  $U_4$ , ya que dicho valor no es constante y depende de la ganancia del amplificador de instrumentación, la resistencia  $R_P$  y el voltaje diferencial  $E_2 - E_1$ .

##### **8.10.4.1. Instrucciones**

Con la ayuda de las figuras dadas y tomando en cuenta los criterios citados en las generalidades de este laboratorio, hacer todo lo que se pide, dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

Figura 127. **Circuito de ayuda para el análisis de los tres primeros ejercicios del laboratorio 8.2**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Tomando en consideración la figura 128, demostrar detalladamente que el voltaje a través de la resistencia \$R\_i\$ (\$R\_p = R\_1 + R\_2 / R\_3 + R\_4\$) es:

$$V_{R_i} = (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right)$$

Tomando en cuenta la figura 128 en la cual se muestra el circuito en su forma simplificada y aplicando la ley de Ohm, se deduce la siguiente ecuación:

$$V_{R_i} = IR_i$$

Al conocer la ecuación que permite encontrar la caída de tensión en la resistencia \$R\_i\$, únicamente es necesario encontrar la relación que define a la corriente, la cual se define de la siguiente forma:

$$I = \frac{V_o - V_i}{R_i + R_p}$$

Al sustituir la expresión de corriente en la expresión de la caída de tensión en la resistencia  $R_i$ :

$$V_{R_i} = (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right)$$

- Demostrar detalladamente y explicar por qué el voltaje en el punto  $V_x$  (voltaje medido respecto a tierra) es:

$$V_x = V_{R_i} + V_i = (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right) + V_i$$

Aplicando los principios que han sido estudiados de los amplificadores operacionales, para el circuito de la figura 128 se pueden plantear las siguientes ecuaciones; en las que se definen la expresión para la corriente:

$$I = \frac{V_o - V_i}{R_i + R_p}$$

Al tener la ecuación de la corriente que circula por el circuito, se puede aplicar la siguiente igualdad para encontrar el voltaje entre  $V_x$  y tierra:

$$V_x = R_i I + V_i$$

Al sustituir la expresión de corriente definida anteriormente en la expresión de  $V_x$ :

$$V_X = V_{R_i} + V_i = (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right) + V_i$$

- Considerando que al puente de Wheatstone se le aplica un voltaje  $V_o - V_X$ , en el ramal  $R_3$  hay un potenciómetro que simula un sensor resistivo  $R_3 = R + \Delta R$ , y  $R_1=R_2=R_4=R$ . Demostrar detalladamente que el voltaje diferencial  $E_2 - E_1$ , es:

$$E_2 - E_1 = -(V_o - V_X) \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

Para encontrar la expresión que defina lo que pide el tercer inciso del presente laboratorio se plantea la ecuación de la ley de voltajes de voltajes de Kirchhoff la cual se plantea de la siguiente forma:

$$V_o - R_4 I - E_1 - R_3 I + R_1 I + R_2 I + E_2 = 0$$

Al sustituir los valores y simplificando:

$$E_2 - E_1 = I \Delta R$$

Conociendo la expresión anterior, se procede a encontrar la ecuación que define a la corriente en el circuito:

$$I = \frac{V_X - V_o}{4R}$$

Al sustituir la expresión anterior en la ecuación encontrada entre la diferencia entre  $E_2 - E_1$ :

$$E_2 - E_1 = -(V_o - V_x) \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

- Sustituir la expresión para  $V_x$  obtenida en el segundo ejercicio, en la ecuación del tercer ejercicio y demostrar detalladamente que:

$$E_2 - E_1 = -(V_o - V_i) \left( \frac{R_p}{R_i + R_p} \right) \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

Sustituyendo:

$$E_2 - E_1 = - \left[ V_o - \left( (V_o - V_i) \frac{R_i}{R_i + R_p} + V_i \right) \right] \frac{\Delta R}{4R}$$

Al operar:

$$E_2 - E_1 = - \left( \frac{V_o R_i + V_o R_p - V_o R_i + V_i R_i - V_i R_i - V_i R_p}{R_i + R_p} \right) \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

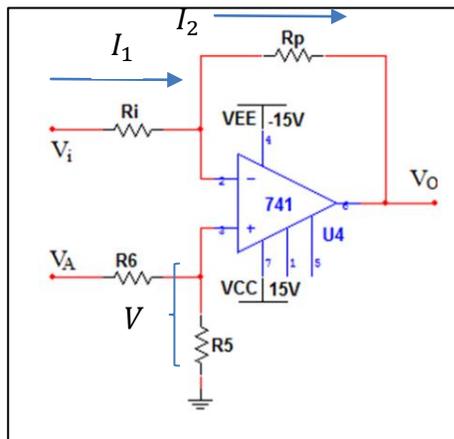
Al simplificar:

$$E_2 - E_1 = -(V_o - V_i) \left( \frac{R_p}{R_i + R_p} \right) \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

- ¿Cuál es el valor de  $V_A$  a la salida del amplificador de instrumentación, si el mismo tiene una ganancia unitaria y el voltaje diferencial de entrada es igual a la expresión equivalente a  $E_1 - E_2$  hallada en el cuarto ejercicio?  
¿Cuál sería el valor de  $V_A$  si la ganancia del amplificador de instrumentación no es unitaria (la ganancia del amplificador de instrumentación de acuerdo a las variables de este circuito es igual a:

$1+2/(R_7/R_8)$ , donde los valores de ambas resistencias están dadas según el circuito usado en la simulación)?

Figura 128. **Circuito usado para el análisis del sexto ejercicio del laboratorio 8.2**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Basado en la figura 129, demostrar que el voltaje en el punto  $V_o$ , es:

$$V_o = -\frac{R_p}{R_i} V_i + \left( \frac{R_5}{R_5 + R_6} \right) \left( \frac{R_i + R_p}{R_i} \right) V_A$$

Al analizar el circuito de la figura 128 y aplicando los principios que se estudiaron, se puede plantear lo siguiente:

$$I_1 = I_2$$

Expresando las ecuaciones de la siguiente forma:

$$\frac{V_i - V}{R_i} = \frac{V - V_o}{R_p}$$

Simplificando y despejando  $V_o$ :

$$V_o = V \left( \frac{R_p + R_i}{R_i} \right) - \frac{R_p V_i}{R_i}$$

El valor de  $V$ , debido a los principios de la retroalimentación de la configuración de los amplificadores operacionales, se deduce que es el mismo entre  $R_5$  y tierra, por lo cual:

$$V_o = \left( \frac{R_5}{R_5 + R_6} \right) \left( \frac{R_p + R_i}{R_i} \right) V_A - \frac{R_p V_i}{R_i}$$

- Sustituir la expresión de  $V_A$  del quinto ejercicio (la que fue considerada para ganancia unitaria), en la ecuación del sexto ejercicio y demostrar detalladamente que el voltaje de salida  $V_o$  resultante, tomando en cuenta que las resistencias  $R_5 = R_6 = R_i = R = 1 \text{ K}\Omega$ , y  $R_p = R + \Delta R/2$  (donde  $\Delta R/2 = 0$ ), es igual a:

$$V_o = - \left( \frac{8R - \Delta R}{8R + \Delta R} \right) V_i$$

- Hallar el valor numérico de  $V_o$  obtenido en el ejercicio anterior para los siguientes casos:  $\Delta R = 1, 12, 23, 34, 45, 56, 67, 78, 89, \text{ y } 100 \text{ }\Omega$ . El valor de  $R$  para todos los casos es  $R = 1 \text{ K}\Omega$ . Anotar los resultados obtenidos en una tabla de Excel. A esta columna de datos nombrarla "valores teóricos de  $V_o$ ".

- Con la tabla de Excel del ejercicio anterior agregar una columna nueva con el nombre de: “valores reales de  $V_o$ ”. Ejecutar la simulación. Hacer variaciones de 1 % cada una a  $R_3$  con la tecla “A” del 91 al 100 %. Anotar el resultado debido a cada variación, el cual se visualiza con el *measurement probe*  $V_o$  instalado en el circuito para el efecto. Explicar los resultados de este ejercicio comparando los valores teóricos con los reales e indicar cual es el porcentaje de error.

Tabla XLIV. **Valores encontrados para los incisos 8 y 9 del laboratorio 8.2**

$V_o$ (teórico) (V)	$V_o$ (simulación) (V)
-4,9988	-5,0000
-4,9850	-4,9900
-4,9713	-4,9900
-4,9577	-4,9900
-4,9441	-4,9900
-4,9305	-4,9900
-4,9169	-4,9900
-4,9034	-4,9900
-4,8900	-4,9900
-4,8765	-4,9900

Fuente. elaboración propia.

### 8.10.5. Laboratorio 8.3

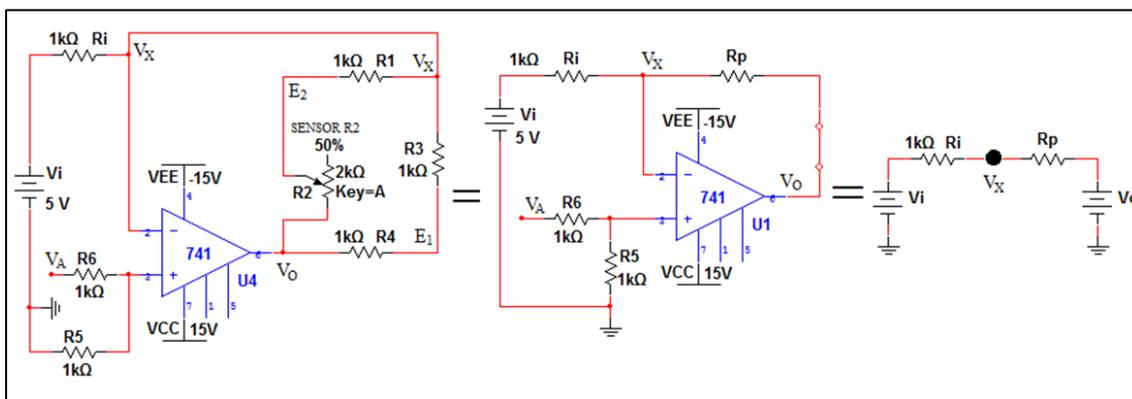
El presente laboratorio combina un amplificador operacional diferencial U4, un circuito de amplificador de instrumentación y un puente de Wheatstone con una resistencia variable  $R_2$  en uno de sus brazos. Según el circuito dado en Multisim, el voltaje de salida  $V_o$  del mismo está en U4, el cual depende tanto de los cambios en el puente de Wheatstone, así como de la salida del amplificador de instrumentación VA. Depende del puente debido a que cuando

cambia el valor resistivo del sensor R2 ( $R2 = R + \Delta R$ ), también cambia la resistencia equivalente del puente de Wheatstone  $R_P$  ( $R_P = R1 + R2 // R3 + R4$ ), vista desde los terminales de retroalimentación negativa del amplificador diferencial. La salida del amplificador de instrumentación  $V_A$  también provoca cambios en  $U4$ , ya que dicho valor no es constante y depende de la ganancia del amplificador de instrumentación, la resistencia  $R_P$  y el voltaje diferencial  $E2 - E1$ .

### 8.10.5.1. Instrucciones

Con la ayuda de las figuras dadas, y tomando en cuenta los criterios citados en las generalidades de este laboratorio, hacer todo lo que se pide, dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

Figura 129. **Circuito de ayuda para análisis de los ejercicios 1, 2 y 3 del laboratorio 8.3**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Tomando en consideración la figura 129, demostrar detalladamente que el voltaje a través de la resistencia  $R_i$  ( $R_p = R_1 + R_2 // R_3 + R_4$ ) es:

$$V_{R_i} = (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right)$$

Partiendo del circuito simplificado de la figura 129, el cual se deduce con base a los principios básicos que han sido estudiados, por lo que la corriente se puede expresar como:

$$I = \frac{V_o - V_i}{R_i + R_p}$$

Al tomar en cuenta que para encontrar la caída de tensión en una resistencia se puede aplicar la ley de Ohm:

$$V_{R_i} = I * R_i$$

Al sustituir la ecuación de la corriente en la expresión de  $V_{R_i}$ :

$$V_{R_i} = \left( \frac{V_o - V_i}{R_i + R_p} \right) * R_i$$

- Demostrar detalladamente y explicar por qué el voltaje en el punto  $V_x$  (voltaje medido respecto a tierra) es (sugerencia, usar la figura 127 como referencia):

$$V_x = V_{R_i} + V_i = (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right) + V_i$$

Aplicando nuevamente la ley de voltajes de Kirchhoff, se plantea la siguiente ecuación para encontrar la expresión que determine el valor entre  $V_X$  y tierra:

$$V_X - V_{R_i} - V_i = 0$$

Al sustituir la expresión de  $V_{R_i}$  en la expresión de  $V_X$ , se puede simplificar:

$$V_X = \left( \frac{V_o - V_i}{R_i + R_p} \right) * R_i + V_i$$

- Considerando que al puente de Wheatstone se le aplica un voltaje  $V_o - V_X$ , en el ramal  $R_2$  hay un potenciómetro que simula un sensor resistivo  $R_2 = R + \Delta R$ , y  $R_1=R_3=R_4=R$ . Demostrar detalladamente que el voltaje diferencial  $E_2 - E_1$ , es:

$$E_2 - E_1 = -(V_o - V_X) \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

Aplicando el análisis de la ley de voltajes de Kirchhoff se plantea la siguiente ecuación:

$$-R_4 I - E_1 - R_3 I + R_1 I + R_2 I + E_2 = 0$$

Despejando y sustituyendo los valores de  $R$ :

$$E_2 - E_1 = I \Delta R$$

Al tener la ecuación anterior se procede a encontrar la expresión que determine  $I$ :

$$I = \left( \frac{V_X - V_o}{4R} \right)$$

Al sustituir la expresión de  $I$  en la expresión  $E_2 - E_1$

$$E_2 - E_1 = \left( \frac{V_X - V_o}{4R} \right) \Delta R$$

- Sustituir la expresión para  $V_X$  obtenida en el segundo ejercicio en la ecuación del tercer ejercicio y demostrar detalladamente que:

$$E_2 - E_1 = -(V_o - V_i) \left( \frac{R_p}{R_i + R_p} \right) \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

Sustituyendo:

$$E_2 - E_1 = - \left[ V_o - \left( (V_o - V_i) \frac{R_i}{R_i + R_p} + V_i \right) \right] \frac{\Delta R}{4R}$$

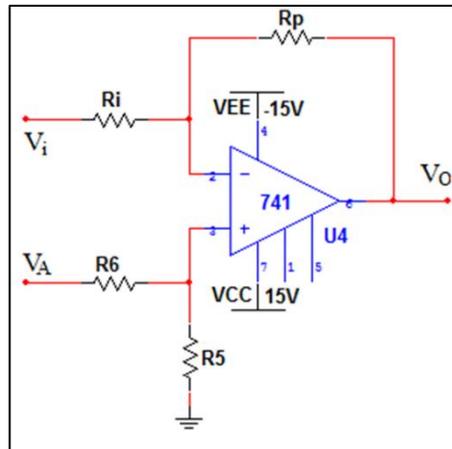
Y simplificando la expresión:

$$E_2 - E_1 = -(V_o - V_i) \left( \frac{R_p}{R_i + R_p} \right) \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

- ¿Cuál es el valor de  $V_A$  a la salida del amplificador de instrumentación, si el mismo tiene una ganancia unitaria y el voltaje diferencial de entrada es igual a la expresión equivalente a  $E_1 - E_2$ , hallada en el cuarto ejercicio?  
¿Cuál sería el valor de  $V_A$  si la ganancia del amplificador de

instrumentación no es unitaria (la ganancia del amplificador de instrumentación de acuerdo a las variables de este circuito es igual a:  $1+2/(R_7/R_8)$ , donde los valores de ambas resistencias están dadas según el circuito usado en la simulación)?

Figura 130. **Circuito usado para el análisis del sexto ejercicio del laboratorio 8.3**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Basado en la figura 127, demostrar que el voltaje en el punto Vo, es:

$$V_O = -\frac{R_P}{R_i} V_i + \left( \frac{R_5}{R_5 + R_6} \right) \left( \frac{R_i + R_P}{R_i} \right) V_A$$

Al analizar el circuito de la figura 127 y aplicando los principios que se estudiaron anteriormente, se puede plantear lo siguiente:

$$I_1 = I_2$$

Expresando las ecuaciones de la siguiente forma:

$$\frac{V_i - V}{R_i} = \frac{V - V_o}{R_p}$$

Simplificando y despejando  $V_o$ :

$$V_o = V \left( \frac{R_p + R_i}{R_i} \right) - \frac{R_p V_i}{R_i}$$

Debido a los principios de la retroalimentación de la configuración de los amplificadores operacionales, se deduce que el voltaje  $V$  es el mismo entre  $R_5$  y tierra, por lo cual:

$$V_o = \left( \frac{R_5}{R_5 + R_6} \right) \left( \frac{R_p + R_i}{R_i} \right) V_A - \frac{R_p V_i}{R_i}$$

- Sustituir la expresión de  $V_A$  del quinto ejercicio (la que fue considerada para ganancia unitaria), en la ecuación del sexto ejercicio y demostrar detalladamente que el voltaje de salida  $V_o$  resultante tomando en cuenta que las resistencias  $R_5 = R_6 = R_i = R = 1 \text{ K}\Omega$ , y  $R_p = R + \Delta R/2$  (donde  $\Delta R/2 = 0$ ) es igual a:

$$V_o = - \left( \frac{8R - \Delta R}{8R + \Delta R} \right) V_i$$

- Halar el valor numérico de  $V_o$  obtenido en el ejercicio anterior para los siguientes casos  $\Delta R = 100, 200, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900$ , y  $1000 \Omega$ . El valor de  $R$  para todos los casos es  $R = 1 \text{ K}\Omega$ . Anotar los

resultados obtenidos en una tabla de Excel. A esta columna de datos llamarla “valores teóricos de  $V_o$ ”.

En la tabla de Excel del ejercicio anterior agregar una columna nueva con el nombre de: “valores reales de  $V_o$ ”. Ejecutar la simulación. Hacer variaciones de 5 % cada una a  $R_2$  con la tecla “A” del 50 al 100%. Anotar el resultado debido a cada variación, el cual se visualiza con el *measurement probe*  $V_o$  instalado en el circuito para el efecto. Explicar los resultados de este ejercicio comparando los valores teóricos con los reales e indicar cual es el porcentaje de error.

Tabla XLV. **Valores obtenidos de la simulación de los incisos 8 y 9 del laboratorio 8.3**

Vo teórico (V)	Vo simulación (V)
-4,8765	-5,0200
-4,7561	-5,0200
-4,6386	-5,0100
-4,5238	-5,0100
-4,4118	-5,0100
-4,3023	-5,0000
-4,1954	-5,0000
-4,0909	-5,0000
-3,9888	-5,0000
-3,8889	-5,0000

Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

#### 8.10.6. Laboratorio 8.4

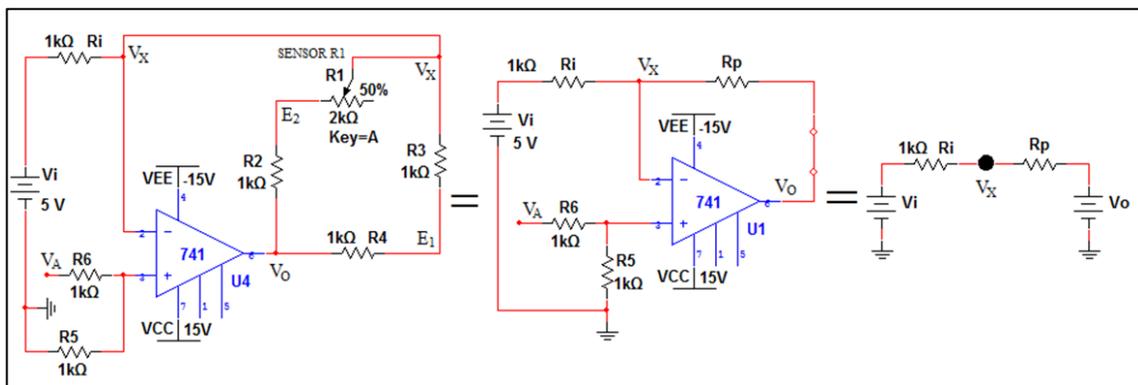
El presente laboratorio combina un amplificador operacional diferencial  $U_4$ , un circuito de amplificador de instrumentación y un puente de Wheatstone con una resistencia variable  $R_1$  en uno de sus brazos. Según el circuito dado

en Multisim, el voltaje de salida  $V_o$  del mismo está en  $U_4$ , el cual depende tanto de los cambios en el puente de Wheatstone, así como de la salida del amplificador de instrumentación  $V_A$ . Depende del puente debido a que cuando cambia el valor resistivo del sensor  $R_1$  ( $R_1 = R + \Delta R$ ), también cambia la resistencia equivalente del puente de Wheatstone  $R_P$  ( $R_P = R_1 + R_2 // R_3 + R_4$ ), vista desde los terminales de retroalimentación negativa del amplificador diferencial. La salida del amplificador de instrumentación  $V_A$  también provoca cambios en  $U_4$ , ya que dicho valor no es constante y depende de la ganancia del amplificador de instrumentación, la resistencia  $R_P$  y el voltaje diferencial  $E_2 - E_1$ .

### 8.10.6.1. Instrucciones

Con la ayuda de las figuras dadas y tomando en cuenta los criterios citados en las generalidades de este laboratorio, hacer todo lo que se pide, dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

Figura 131. **Circuito de ayuda para el análisis de los ejercicios 1, 2 y 3**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Tomando en consideración la figura 128, demostrar detalladamente que el voltaje a través de la resistencia  $R_i$  ( $R_p = R_1 + R_2 // R_3 + R_4$ ) es:

$$V_{R_i} = (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right)$$

Partiendo del circuito simplificado de la figura 128, el cual se deduce en base a los principios básicos que han sido estudiados, por lo que la corriente se puede expresar como:

$$I = \frac{V_o - V_i}{R_i + R_p}$$

Y al tomar en cuenta que para encontrar la caída de tensión en una resistencia se puede aplicar la ley de Ohm:

$$V_{R_i} = I * R_i$$

Al sustituir la ecuación de la corriente en la expresión de  $V_{R_i}$ :

$$V_{R_i} = \left( \frac{V_o - V_i}{R_i + R_p} \right) * R_i$$

- Demostrar detalladamente y explicar por qué el voltaje en el punto  $V_x$  (voltaje medido respecto a tierra) es:

$$V_x = V_{R_i} + V_i = (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right) + V_i$$

Aplicando los principios que han sido estudiados de los amplificadores operacionales, para el circuito de la figura 129 se pueden plantear las siguientes ecuaciones; en la cual se define la expresión para la corriente:

$$I = \frac{V_o - V_i}{R_i + R_p}$$

Al tener la ecuación de la corriente que circula por el circuito, se puede aplicar la siguiente igualdad para encontrar el voltaje entre  $V_X$  y tierra:

$$V_X = R_i I + V_i$$

Al sustituir la expresión de corriente definida anteriormente en la expresión de  $V_X$ :

$$V_X = V_{R_i} + V_i = (V_o - V_i) \left( \frac{R_i}{R_i + R_p} \right) + V_i$$

- Considerando que al puente de Wheatstone se le aplica un voltaje  $V_o - V_X$ , en el ramal  $R_1$  hay un potenciómetro que simula un sensor resistivo  $R_1 = R + \Delta R$ , y  $R_2=R_3=R_4=R$ . Demostrar detalladamente que el voltaje diferencial  $E_2 - E_1$ , es:

$$E_2 - E_1 = (V_o - V_X) \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

Aplicando el análisis de la ley de voltajes de Kirchhoff se plantea la siguiente ecuación:

$$-R_4 I - E_1 - R_3 I + R_1 I + R_2 I + E_2 = 0$$

Despejando y sustituyendo los valores de  $R$ :

$$E_2 - E_1 = I\Delta R$$

Al tener la ecuación anterior se procede a encontrar la expresión que determine  $I$ :

$$I = \left( \frac{V_X - V_o}{4R} \right)$$

Al sustituir la expresión de  $I$  en la expresión  $E_2 - E_1$

$$E_2 - E_1 = \left( \frac{V_X - V_o}{4R} \right) \Delta R$$

- Sustituir la expresión para  $V_X$  obtenida en el ejercicio dos en la ecuación del tercer ejercicio y demostrar detalladamente que:

$$E_2 - E_1 = (V_o - V_i) \left( \frac{R_p}{R_i + R_p} \right) \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

Sustituyendo:

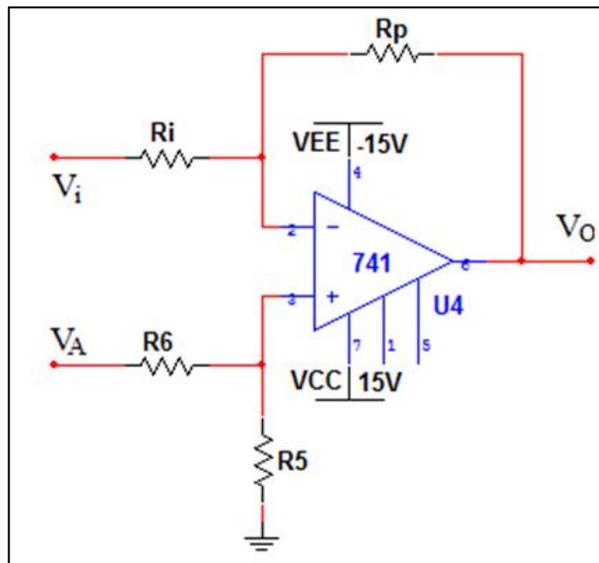
$$E_2 - E_1 = - \left[ V_o - \left( (V_o - V_i) \frac{R_i}{R_i + R_p} + V_i \right) \right] \frac{\Delta R}{4R}$$

Y simplificando la expresión:

$$E_2 - E_1 = -(V_o - V_i) \left( \frac{R_p}{R_i + R_p} \right) \left( \frac{\Delta R}{4R} \right)$$

- ¿Cuál es el valor de  $V_A$  a la salida del amplificador de instrumentación, si el mismo tiene una ganancia unitaria y el voltaje diferencial de entrada es igual a la expresión equivalente a  $E_1 - E_2$  hallada en el cuarto ejercicio?  
 ¿Cuál sería el valor de  $V_A$  si la ganancia del amplificador de instrumentación no es unitaria (la ganancia del amplificador de instrumentación de acuerdo a las variables de este circuito es igual a:  $1+2/(R_7/R_8)$ , donde los valores de ambas resistencias están dadas según el circuito usado en la simulación)?

Figura 132. **Circuito usado para el análisis del sexto ejercicio del laboratorio 8.4**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- Basado en la figura 129, demostrar que el voltaje en el punto  $V_o$ , es:

$$V_o = -\frac{R_p}{R_i} V_i + \left( \frac{R_5}{R_5 + R_6} \right) \left( \frac{R_i + R_p}{R_i} \right) V_A$$

Al analizar el circuito de la figura 127 y aplicando los principios que se estudiaron anteriormente, se puede plantear lo siguiente:

$$I_1 = I_2$$

Expresando las ecuaciones de la siguiente forma:

$$\frac{V_i - V}{R_i} = \frac{V - V_o}{R_p}$$

Simplificando y despejando  $V_o$ :

$$V_o = V \left( \frac{R_p + R_i}{R_i} \right) - \frac{R_p V_i}{R_i}$$

El valor de  $V$ , debido a los principios de la retroalimentación de la configuración de los amplificadores operacionales, se deduce que el voltaje  $V$ , es el mismo entre  $R_5$  y tierra, por lo cual:

$$V_o = \left( \frac{R_5}{R_5 + R_6} \right) \left( \frac{R_p + R_i}{R_i} \right) V_A - \frac{R_p V_i}{R_i}$$

- Sustituir la expresión de  $V_A$  del quinto ejercicio (la que fue considerada para ganancia unitaria) en la ecuación del sexto ejercicio y demuestre detalladamente que el voltaje de salida  $V_o$  resultante tomando en cuenta que las resistencias  $R_5 = R_6 = R_i = R$ , y  $R_p = R + \Delta R/2$  (donde  $\Delta R/2 = 0$ ) es igual a:

$$V_o = - \left( \frac{8R + \Delta R}{8R - \Delta R} \right) V_i$$

- Hallar el valor numérico de  $V_o$  obtenido en el ejercicio anterior para los siguientes casos  $\Delta R= 100, 200, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900,$  y  $1\ 000\ \Omega$ . El valor de  $R$  para todos los casos es  $R= 1\ K\Omega$ . Anotar los resultados obtenidos en una tabla de Excel. A esta columna de datos llamarla “valores teóricos de  $V_o$ ”.
- En la tabla de Excel del ejercicio anterior agregue una columna nueva con el nombre de: “valores reales de  $V_o$ ”. Ejecutar la simulación. Hacer variaciones de 5 % cada una a  $R_1$  con la tecla “A” del 50 al 100 %. Anotar el resultado debido a cada variación, el cual se visualiza con el *measurement probe*  $V_o$  instalado en el circuito para el efecto. Explicar los resultados de este ejercicio comparando los valores teóricos con los reales e indicar cual es el porcentaje de error.

Tabla XLVI. **Datos obtenidos de los inciso 8 y 9**

<b>Vo teórico (V)</b>	<b>Vo simulación (V)</b>
-5,1266	-5,0000
-5,2564	-5,2500
-5,3896	-5,4900
-5,5263	-5,7300
-5,6667	-5,9700
-5,8108	-6,2000
-5,9589	-6,4200
-6,1111	-6,6400
-6,2676	-6,8600
-6,4286	-7,0700

Fuente: elaboración propia.

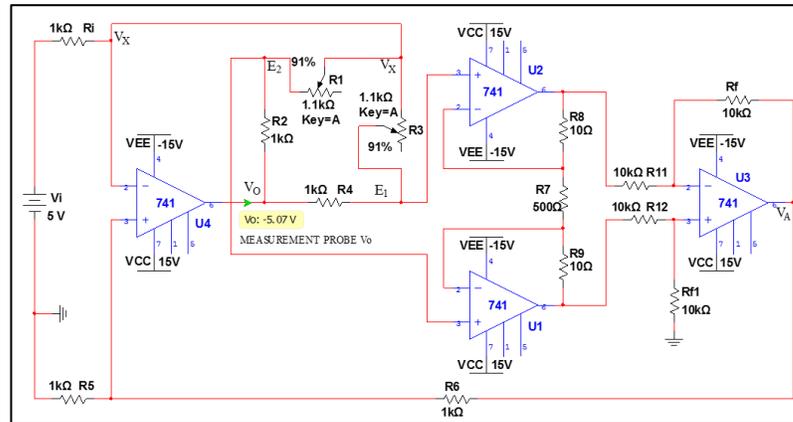
### **8.10.7. Laboratorio 8.5**

El presente laboratorio combina un amplificador operacional diferencial  $U_4$ , un circuito de amplificador de instrumentación y un puente de Wheatstone con sensores resistivos simulados por resistencias variables  $R_1$  y  $R_3$ . Según el circuito dado en Multisim, el voltaje de salida  $V_o$  del mismo está en  $U_4$ , el cual depende tanto de los cambios en el puente de Wheatstone, así como de la salida del amplificador de instrumentación  $V_A$ . Depende del puente debido a que cuando cambia el valor resistivo del sensor  $R_1$  y  $R_3$  ( $R_1=R+\Delta R$  y  $R_3=R-\Delta R$ ), también cambia la resistencia equivalente del puente de Wheatstone  $R_P$  ( $R_P=R_1+R_2//R_3+R_4$ ) vista desde los terminales de retroalimentación negativa del amplificador diferencial. La salida del amplificador de instrumentación  $V_A$  también provoca cambios en  $U_4$ , ya que dicho valor no es constante y depende de la ganancia del amplificador de instrumentación, la resistencia  $R_P$  y el voltaje diferencial  $E_2 - E_1$ .

#### **8.10.7.1. Instrucciones**

Basado en la figura 133 y considerando los criterios mencionados en las generalidades, hacer todo lo que se pide, dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

Figura 133. **Circuito de un acondicionador de señal que simula el comportamiento de dos sensores resistivos  $R_1$  y  $R_3$  montados en un puente de Wheatstone**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- La siguiente ecuación expresa el valor de  $V_o$ , dicha expresión se encontró haciendo análisis similares a los que se hicieron en los laboratorios anteriores y asumiendo las siguientes igualdades:  $R_1 = R + \Delta R$  y  $R_3 = R - \Delta R$ .

$$V_o = - \left( \frac{4R + \Delta R}{4R - \Delta R} \right) V_i$$

- Hallar el valor numérico de  $V_o$  para los siguientes casos  $\Delta R = 1, 12, 23, 34, 45, 56, 67, 78, 89, \text{ y } 100 \Omega$ . El valor de  $R$  para todos los casos es  $R = 1 \text{ K}\Omega$ . Anotar los resultados obtenidos de  $V_o$  en una tabla de Excel. A esta columna de datos llámala “valores teóricos de  $V_o$ ”.

- A la tabla de Excel del ejercicio anterior agregarle una columna nueva con el nombre de: “valores reales de  $V_o$ ”. Ejecutar la simulación. Hacer variaciones de 1 % cada una a  $R_1$  y  $R_3$  simultáneamente con la tecla “A” a partir del 91 al 100 % de ambos potenciómetros. Anotar el resultado debido a cada variación, el cual se visualiza con el *measurement probe*  $V_o$  instalado en el circuito para el efecto. Explicar los resultados de este ejercicio comparando los valores teóricos con los reales e indicar el porcentaje de error.

Tabla XLVII. **Datos obtenidos de los incisos 2 y 3**

<b><math>V_o</math> teórico (V)</b>	<b><math>V_o</math> simulación (V)</b>
-5,0025	-5,0700
-5,0150	-5,0900
-5,0288	-5,1200
-5,0427	-5,1400
-5,0566	-5,1600
-5,0705	-5,1900
-5,0845	-5,2100
-5,0985	-5,2300
-5,1125	-5,2600
-5,1266	-5,2800

Fuente: elaboración propia.

### **8.10.8. Laboratorio 8.6**

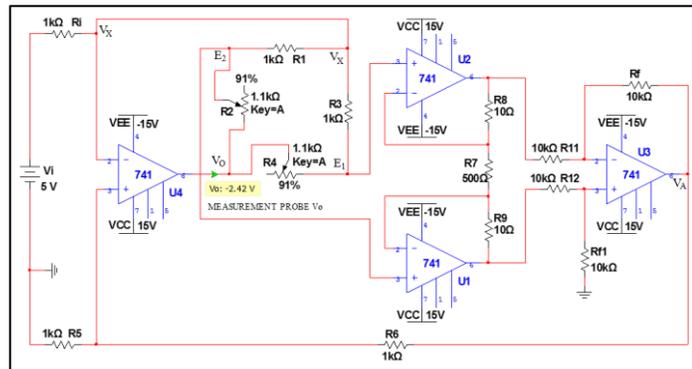
El presente laboratorio combina un amplificador operacional diferencial  $U_4$ , un circuito de amplificador de instrumentación y un puente de Wheatstone con sensores resistivos simulados por resistencias variables  $R_2$  y  $R_4$ . Según el circuito dado en Multisim, el voltaje de salida  $V_o$  del mismo está en  $U_4$ , el cual depende tanto de los cambios en el puente de Wheatstone, así como de la salida del amplificador de instrumentación  $V_A$ . Depende del puente debido a

que cuando cambia el valor resistivo del sensor  $R_2$  y  $R_4$  ( $R_2=R+\Delta R$  y  $R_4=R-\Delta R$ ), también cambia la resistencia equivalente del puente de Wheatstone  $R_P$  ( $R_P=R_1+R_2//R_3+R_4$ ) vista desde los terminales de retroalimentación negativa del amplificador diferencial. La salida del amplificador de instrumentación  $V_A$  también provoca cambios en  $U_4$ , ya que dicho valor no es constante y depende de la ganancia del amplificador de instrumentación, la resistencia  $R_P$  y el voltaje diferencial  $E_2 - E_1$ .

### 8.10.8.1. Instrucciones

Basado en la figura 134 y considerando los criterios mencionados en las generalidades, hacer todo lo que se le pide, dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

Figura 134. **Circuito de un acondicionador de señal que simula el comportamiento de dos sensores resistivos  $R_2$  y  $R_4$  montados en un puente de Wheatstone**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- La siguiente expresión expresa el valor de  $V_o$ , dicha expresión se encontró haciendo análisis similares a los que se hicieron en los laboratorios anteriores y asumiendo las siguientes igualdades:  $R_1 = R + \Delta R$  y  $R_3 = R - \Delta R$ :

$$V_o = -\left(\frac{4R - \Delta R}{4R + \Delta R}\right)V_i$$

- Hallar el valor numérico de  $V_o$  para los siguientes casos  $\Delta R = 1, 12, 23, 34, 45, 56, 67, 78, 89, \text{ y } 100 \Omega$ . El valor de  $R$  para todos los casos es  $R = 1 \text{ K}\Omega$ . Anotar los resultados obtenidos de  $V_o$  en una tabla de Excel. A esta columna de datos llamarla “valores teóricos de  $V_o$ ”.
- A la tabla de Excel del ejercicio anterior agregarle una columna nueva con el nombre de: “valores reales de  $V_o$ ”. Ejecutar la simulación. Hacer variaciones de 1 % cada una a  $R_2$  y  $R_4$  simultáneamente con la tecla “A” a partir del 91 al 100% de ambos potenciómetros. Anotar el resultado debido a cada variación, el cual se visualiza con el *measurement probe*  $V_o$  instalado en el circuito para el efecto. Explicar los resultados de este ejercicio comparando los valores teóricos con los reales indicando el porcentaje de error.

Tabla XLVIII. **Datos obtenidos de los incisos 2 y 3**

<b>Vo teórico (V)</b>	<b>Vo simulación (V)</b>
-4,9975	-2,4200
-4,9701	-2,3800
-4,9428	-2,3500
-4,9157	-2,3100
-4,8888	-2,2700

Continuación de la tabla XLVIII.

-4,8619	-2,2300
-4,8353	-2,1900
-4,8087	-2,1500
-4,7823	-2,1200
-4,7561	-2,0800

Fuente: elaboración propia.

### **8.10.9. Laboratorio 8.7**

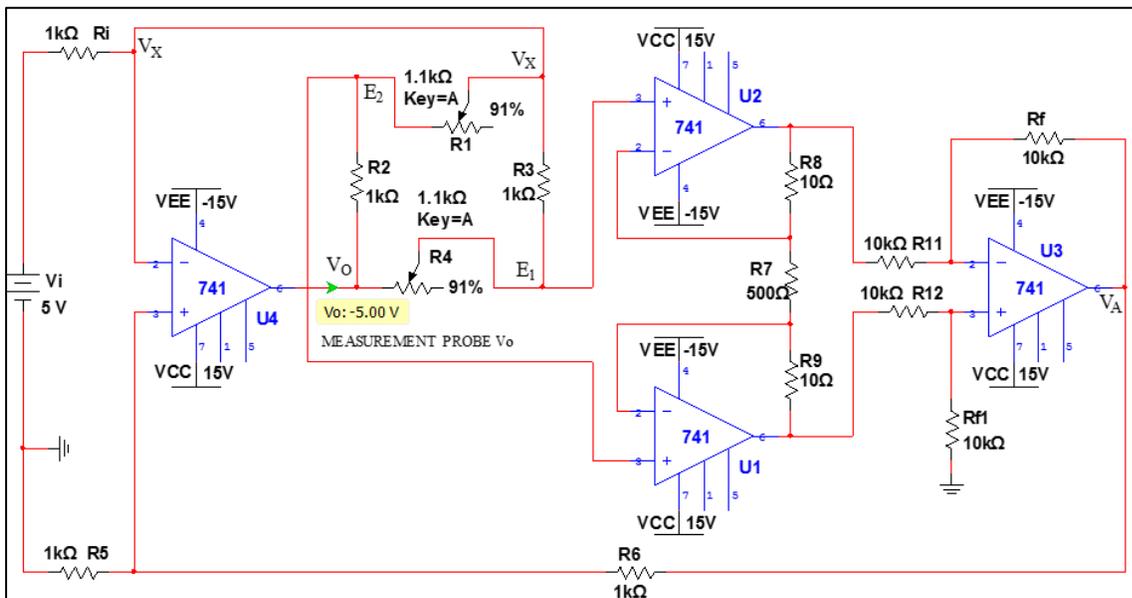
El presente laboratorio combina un amplificador operacional diferencial  $U_4$ , un circuito de amplificador de instrumentación y un puente de Wheatstone con sensores resistivos simulados por resistencias variables  $R_1$  y  $R_4$ . Según el circuito dado en Multisim, el voltaje de salida  $V_o$  del mismo está en  $U_4$ , el cual depende tanto de los cambios en el puente de Wheatstone, así como de la salida del amplificador de instrumentación  $V_A$ . Depende del puente debido a que cuando cambia el valor resistivo del sensor  $R_1$  y  $R_4$  ( $R_1=R+\Delta R$  y  $R_4=R+\Delta R$ ), también cambia la resistencia equivalente del puente de Wheatstone  $R_P$  ( $R_P=R_1+R_2//R_3+R_4$ ) vista desde los terminales de retroalimentación negativa del amplificador diferencial. La salida del amplificador de instrumentación  $V_A$  también provoca cambios en  $U_4$ , ya que dicho valor no es constante y depende de la ganancia del amplificador de instrumentación, la resistencia  $R_P$  y el voltaje diferencial  $E_2 - E_1$ .

#### **8.10.9.1. Instrucciones**

Basado en la figura 135 y considerando los criterios mencionados en las generalidades, hacer todo lo que se pide, dejar memoria de los cálculos y

análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

Figura 135. **Circuito de un acondicionador de señal que simula el comportamiento de dos sensores resistivos  $R_1$  y  $R_4$  montados en un puente de Wheatstone**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- La siguiente ecuación expresa el valor de  $V_o$ , dicha expresión se encontró haciendo análisis similares a los que se hicieron en los laboratorios anteriores y asumiendo las siguientes igualdades:  $R_1 = R + \Delta R$  y  $R_3 = R - \Delta R$ :

$$V_o = - \left( \frac{4R + \Delta R}{4R - \Delta R} \right) V_i$$

- Hallar el valor numérico de  $V_o$  para los siguientes casos  $\Delta R = 1, 12, 23, 34, 45, 56, 67, 78, 89,$  y  $100 \Omega$ . El valor de  $R$  para todos los casos es  $R = 1 \text{ K}\Omega$ . Anotar los resultados obtenidos de  $V_o$  en una tabla de Excel. A esta columna de datos llamarla “valores teóricos de  $V_o$ ”.
- A la tabla de Excel del ejercicio anterior agregarle una columna nueva con el nombre de: “valores reales de  $V_o$ ”. Ejecutar la simulación. Hacer variaciones de 1 % cada una a  $R_1$  y  $R_4$  simultáneamente con la tecla “A” a partir del 91 al 100 % de ambos potenciómetros. Anotar el resultado debido a cada variación, el cual se visualiza con el *measurement probe*  $V_o$  instalado en el circuito para el efecto. Explicar los resultados de este ejercicio comparando los valores teóricos con los reales e indicando el porcentaje de error.

Tabla XLIX. **Datos obtenidos de la simulación de los incisos 2 y 3**

<b><math>V_o</math> teórico (V)</b>	<b><math>V_o</math> simulación (V)</b>
-5,0025	-5,0000
-5,0301	-5,0600
-5,0578	-5,1100
-5,0857	-5,1700
-5,1138	-5,2300
-5,1420	-5,2900
-5,1704	-5,3400
-5,1989	-5,4000
-5,2276	-5,4600
-5,2564	-5,5200

Fuente: elaboración propia.

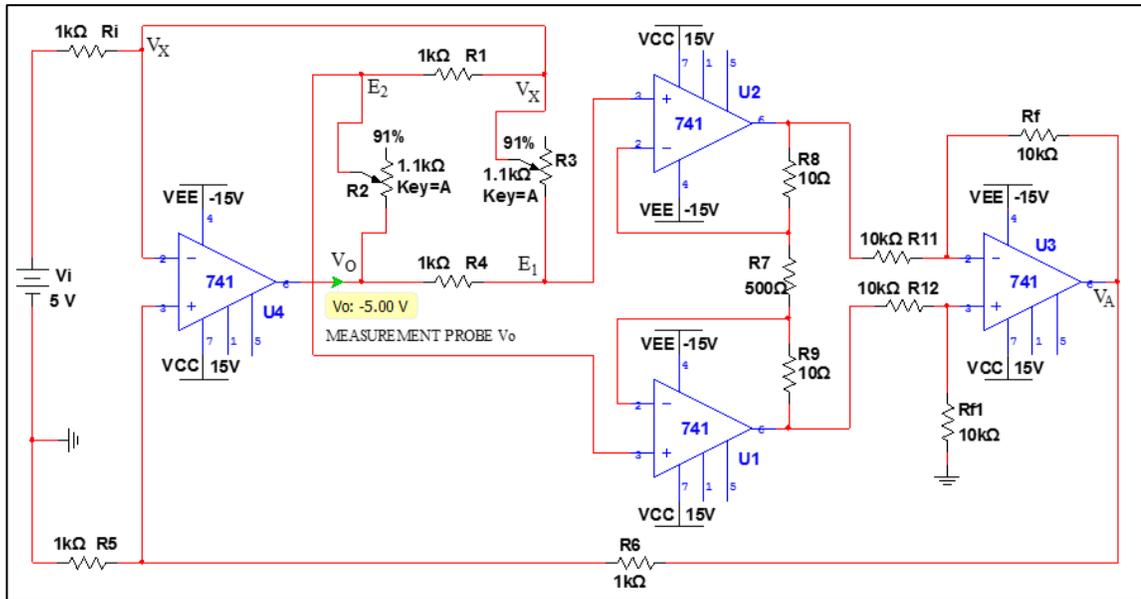
### **8.10.10. Laboratorio 8.8**

El presente laboratorio combina un amplificador operacional diferencial  $U_4$ , un circuito de amplificador de instrumentación y un puente de Wheatstone con sensores resistivos simulados por resistencias variables  $R_2$  y  $R_3$ . Según el circuito dado en Multisim, el voltaje de salida  $V_o$  del mismo está en  $U_4$ , el cual depende tanto de los cambios en el puente de Wheatstone, así como de la salida del amplificador de instrumentación  $V_A$ . Depende del puente debido a que cuando cambia el valor resistivo del sensor  $R_2$  y  $R_3$  ( $R_2=R+\Delta R$  y  $R_3=R+\Delta R$ ), también cambia la resistencia equivalente del puente de Wheatstone  $R_P$  ( $R_P=R_1+R_2//R_3+R_4$ ) vista desde los terminales de retroalimentación negativa del amplificador diferencial. La salida del amplificador de instrumentación  $V_A$  también provoca cambios en  $U_4$ , ya que dicho valor no es constante y depende de la ganancia del amplificador de instrumentación, la resistencia  $R_P$  y el voltaje diferencial  $E_2 - E_1$ .

#### **8.10.10.1. Instrucciones**

Basado en la figura 136 y considerando los criterios mencionados en las generalidades, hacer todo lo que se pide, dejar memoria de los cálculos y análisis realizados mediante un reporte al que también se deberán agregar las conclusiones de las prácticas realizadas.

Figura 136. **Circuito de un acondicionador de señal que simula el comportamiento de dos sensores resistivos  $R_2$  y  $R_3$  montados en un puente de Wheatstone**



Fuente: elaboración propia, empleando el programa Multisim.

- La siguiente ecuación expresa el valor de  $V_o$ , dicha expresión se encontró haciendo análisis similares a los que se hicieron en los laboratorios anteriores y asumiendo las siguientes igualdades:  $R_1 = R + \Delta R$  y  $R_3 = R - \Delta R$ :

$$V_o = - \left( \frac{4R - \Delta R}{4R + \Delta R} \right) V_i$$

- Hallar el valor numérico de  $V_o$  para los siguientes casos  $\Delta R = 1, 12, 23, 34, 45, 56, 67, 78, 89, \text{ y } 100 \Omega$ . El valor de  $R$  para todos los casos es  $R =$

1 K $\Omega$ . Anotar los resultados obtenidos de  $V_o$  en una tabla de Excel. A esta columna de datos ponerle el nombre de “valores teóricos de  $V_o$ ”.

- A la tabla de Excel del ejercicio anterior agregarle una columna nueva con el nombre de: “valores reales de  $V_o$ ”. Ejecutar la simulación. Hacer variaciones de 1 % cada una a  $R_2$  y  $R_3$  simultáneamente con la tecla “A” a partir del 91 al 100 % de ambos potenciómetros. Anotar el resultado debido a cada variación, el cual se visualiza con el *measurement probe*  $V_o$  instalado en el circuito para el efecto. Explicar los resultados de este ejercicio comparando los valores teóricos con los reales indicando el porcentaje de error.

Tabla L. **Datos obtenidos de los inciso 2 y 3**

<b>Vo teórico (V)</b>	<b>Vo simulación (V)</b>
-4,9975	-5,0000
-4,9701	-4,9900
-4,9428	-4,9900
-4,9157	-4,9900
-4,8888	-4,9900
-4,8619	-4,9900
-4,8352	-4,9900
-4,8087	-4,9900
-4,7823	-4,9900
-4,7561	-4,9900

Fuente: elaboración propia.

## 9. SISTEMAS DE CONTROL

En este capítulo se analizará la instrumentación eléctrica aplicada a sistemas de control.

A continuación se describe el sistema de control.

Objetivos del capítulo:

- Definir el término variable.
- Describir la función de un sistema de instrumentación.
- Listar los pasos en un proceso de control.
- Describir la diferencia entre control manual y automático.
- Identificar las variables de control de proceso.
- Definir los términos *upset*, realimentación, y bucle de control de realimentación.
- Identificar los componentes de un bucle de control de realimentación y describir sus funciones.
- Definir el término tiempo de respuesta.
- Describir la diferencia entre los términos exactitud y precisión.
- Describir cómo los cambios en las variables de proceso pueden ser convertidas a señales de instrumentos.

### 9.1. Proceso

Los procesos industriales se basan en la transformación de materias primas a productos finales. La producción siempre incluye uno o más procesos, ya que entre los procesos se pueden tratar de reelaborar materiales o convertir

energía para producir un producto final. Es necesario tomar en cuenta que para obtener un producto de buena calidad, el proceso debe ser controlado. Un proceso de control minimiza el riesgo de producir un mal servicio. La instrumentación proporciona el medio para controlar los procesos de producción para asegurarse de que el producto está formulado propiamente con las especificaciones necesarias.

#### **9.1.1. Definición del término variable**

Para cada proceso, la cantidad llamada “variable” tiene efecto tanto en la salida como en la entrada del proceso. Por ejemplo, la temperatura, la presión, velocidad de flujo y el nivel son algunas de las variables. Las variables de procesos son monitoreadas y controladas por la instrumentación.

#### **9.1.2. Función de los sistemas de instrumentación**

El sistema de instrumentación mide y controla las variables de proceso. Los instrumentos son diseñados para medir, indicar, controlar o registrar la variable de proceso y manipular dispositivos que controlan varios estados de un proceso. Algunos procesos son idénticos, pero ninguno tiene exactamente los mismos requerimientos de control. Sin embargo, ciertos principios son aplicables al control de todos los sistemas de procesos.

Medir una o más variables hace posible determinar qué está pasando en una parte específica de un proceso. Aunque algunos instrumentos indican o registran medidas, su rendimiento sigue siendo esencial para el proceso global. En un simple proceso, puede haber solo una variable controlada, como la temperatura. El sistema de calefacción es un ejemplo de un proceso con una sola variable controlada, ya que el termostato indica el estado de la variable que está siendo medida y controlada.

Los procesos industriales son típicamente mucho más complejos. Ellos usualmente comprenden varias variables y cada variable puede ser monitoreada por uno o más instrumentos. El control de procesos industriales comienza a medir una variable. Por ejemplo, en un intercambiador de calor de carcasa y tubo, se mide la temperatura del fluido de proceso fuera del intercambiador de calor. Esta información es usada para hacer una decisión sobre el proceso, el cual ajusta el flujo de refrigerante a través del intercambiador de calor. Finalmente, la acción es tomada en base a esta decisión.

### **9.1.3. Diferencia entre control manual y automático**

Un proceso puede ser controlado en forma manual o automática, regularmente las personas desarrollan funciones de control manuales y el control automático es desarrollado por instrumentos.

La secuencia de eventos que ocurren cuando se maneja un carro pueden ser relacionados a ambos tipos de control. Cuando se maneja, una persona debe considerar muchas variables. La velocidad es una variable. Para controlar la velocidad es necesario reunir información sobre qué tan rápido es el recorrido del carro. El velocímetro indica la velocidad actual del carro. Los límites de velocidad indican la velocidad deseada del carro. Por lo tanto, estos valores deben ser comparados con el fin de tomar la decisión. El estado actual de la variable en contraste con la variable deseada es la que determina la acción apropiada, ya sea incrementar o disminuir la velocidad, o simplemente no tomar acción.

Una vez la decisión ha sido tomada e implementada, el próximo paso es verificar para determinar el efecto de la acción tomada. Cuando se tiene la

información, se hace la decisión y toma la acción apropiada, ya que se está controlando el carro manualmente. Si se ajusta “control de crucero”, las decisiones para incrementar, disminuir o mantener la velocidad son hechas automáticas por un instrumento. El control por instrumentos es un control automático.

Ahora que se ha identificado que el control de proceso incluye recopilar información, hacer la decisión y tomar la acción en la decisión; esto puede ayudar a identificar los términos usados para definir estos pasos en aplicaciones industriales.

#### **9.1.4. Variables usadas en un control de proceso**

En un proceso industrial, hay muchos términos para los elementos y actividades que son necesarios para producir un bien o servicio que tenga los estándares de calidad establecida. Un bucle de control de procesos es diseñado para guardar todas las variables bajo control. El término que se usa para llamar la variable que debe ser controlada es la variable controlada. Cualquier variable que es medida es llamada variable medida.

Regularmente, la variable medida y la variable controlada son las mismas, por ejemplo, considerese otra vez el intercambiador de calor de carcasa y tubos. El fluido de la temperatura en el proceso de salida es la variable que debe ser medida y controlada. Sin embargo, en algunos casos el valor de la variable controlada no puede ser medido directamente. En tales casos, la variable medida no es idéntica a la variable controlada, pero está directamente relacionada. Por ejemplo, en un sistema de control automático de automóvil, la variable controlada es la velocidad en millas por hora. Como esto es imparcial para hacer el contacto directo con la superficie del camino para medir la

velocidad, la velocidad es tomada de otra fuente, tal como el controlador del eje de las revoluciones por minuto del motor. Por lo tanto, la variable medida no es la misma que la variable controlada, pero la variable tiene una relación directa a la variable controlada.

Una vez el valor actual de la variable controlada es conocido, comparado con el valor deseado, el término usado para expresar el valor deseado es el *set point*. El término usado para designar la diferencia entre el valor actual y el *set point* es la desviación. Dentro de un proceso, las decisiones son tomadas para elevar o disminuir la variable controlada para acercarlo al *set point*. En un proceso de control, esa acción es el ajuste de la variable. La variable manipulada es el término usado para indicar que la variable es ajustada. El cambio en la variable manipulada causa un cambio en la variable controlada, trayéndola de nuevo al *set point*.

Usando el ejemplo de un automóvil, la variable manipulada es el flujo de gasolina en el motor. En un intercambiador de calor, la variable manipulada es el flujo del refrigerante. En términos generales, el control es un ciclo constante de medición, decisión, y de toma de acción. El sistema de control es un bucle diseñado para mantener la variable controlada en el *set point*.

#### **9.1.4.1. Ejercicios**

- Seleccionar un proceso de control típico e identificar la variable que está siendo controlada.
- Encontrar ejemplos de un sistema de control automático y manual.
- Preguntas de repaso
  - Hacer un listado de cuatro variables de proceso comunes.

- Listar tres pasos que llevan un proceso de control.
- En un proceso industrial, el valor deseado es:
- La diferencia entre valor actual y el *set point* es llamado:
- En un proceso de control, la acción tomada para eliminar cualquier desviación es el ajuste de:
  - Variable controlada
  - Set point
  - Variable manipulada
  - Variable medida

#### **9.1.5. *Upset*, realimentación y bucle de control de realimentación**

Cuando se maneja un auto, la velocidad es controlada por el ajuste de la cantidad de gasolina que se le provee al motor, pero otros factores que pueden afectar esta variable, puede ser el subir o bajar una colina. Similarmente, en un proceso industrial, el entorno puede influir en que el valor de la variable controlada fluctúe. Por ejemplo, si la temperatura de la variable manipulada, refrigerante, para un intercambiador de calor, el *upset* o cambio en la temperatura resultara en fluctuaciones en la variable controlada, en la salida de la temperatura del proceso.

El *upset* es el cambio en la demanda en un sistema, usualmente el factor del entorno es el bucle que afecta la variable controlada. Con el fin de compensar los trastornos y mantener el control, el proceso de toma de decisiones debe ser repetido continuamente. La realimentación es el término utilizado para indicar la medición y la respuesta a la información. El control de realimentación es la forma más simple de control automático. El término usado

para definir los instrumentos en un sistema de control que recopila información, toma la decisión acción en un sistema de control realimentado es un bucle de control de realimentación.

### **9.1.6. Componentes de un sistema de control retroalimentado y sus funciones**

Muchos de estos tipo de sistemas de control son elaborados por muchos componentes, a través de aplicaciones específicas de instrumentos pueden diferir dependiendo del proceso. Los componentes que se incluyen en este tipo de sistema son sensor, transmisor, controlador y elemento final de control. Sensores, transmisor y elemento final de control regularmente están localizados en el campo cerca del proceso. Los controladores usualmente se encuentran ubicados en el centro, tales como un cuarto de control.

El sensor detecta el valor de la variable medida. El transmisor convierte la señal del sensor a una señal del instrumento y la manda al controlador. El controlador compara el valor de la señal transmitida al *set point* y manda una señal de salida al elemento final de control. El elemento final de control es reposicionado a la desviación correcta.

El proceso de calefacción a una oficina puede ser usado para ilustrar la operación simple de un sistema de control retroalimentado. Al cerrar la ventana en la oficina afecta el proceso, el cual es mantener la temperatura deseada en el cuarto a lo largo del edificio y constituye un trastorno al sistema. El sensor, el cual es un termostato, detecta un cambio en la temperatura, la cual es la variable controlada. El cambio es un incremento en la temperatura. El termostato apaga la bomba de calor. Menos calor fluye en sistema de ventilación, y la temperatura en la oficina aumenta. El termostato cambia y

responde acorde a los cambios. La retroalimentación de información se mantiene dentro del bucle de control y continúa hasta que se alcanza el set point.

Debido a que la medición y las acciones correctivas son continuas, el control se conoce como realimentación o control de bucle cerrado. Cada componente en un bucle de realimentación juega una parte importante en el control del proceso. Cabe mencionar que como sucede con las variables de proceso, las funciones de los componentes del bucle están interrelacionadas.

- Ejercicios
  - Identificar los componentes clave de un sistema de control típico.
  - Encontrar qué clase de trastornos ocurren regularmente en un sistema que necesita ser controlado.
  
- Preguntas de repaso
  - Un trastorno es
    - Un factor interno que afecta al controlador
    - Un factor externo que afecta a la variable manipulada
    - Un malfuncionamiento en el bucle de control de proceso
    - Un cambio en la demanda en el sistema
    - Todas las anteriores.
  
  - Mencionar los cuatro componentes clave en un sistema de control retroalimentado.

- Un tanque presurizado debe mantener el gas a 300 psi. Como el gas se enfría, la presión decrece. Cuando la presión cae a 275 psi, una válvula se abre. La válvula permite al vapor fluir alrededor del tanque. Esta acción calienta el gas en el tanque, produciendo que la presión aumente.
  - ¿Cuál es la variable manipulada en el proceso?
  - ¿Cuál es la variable controlada?
  - ¿Cuál es el *set point*?

#### **9.1.7. Definición de tiempo de respuesta**

Los sensores detectan el valor de la variable medida. Muchos factores determinan qué tan bien responden los sensores a una variable, incluyendo el tiempo de respuesta, exactitud, y precisión. En su mayor parte, los requerimientos del proceso determinan el grado de respuesta que es necesario. Los sensores no responden inmediatamente. Un período es requerido por sensores para responder a los cambios. El término “tiempo de respuesta” es usado para designar el tiempo en un instrumento, que como sucede en un sensor, se requiere para que responda al cambio en una variable medida.



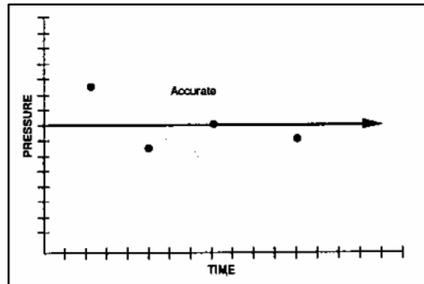
térmica”. La proximidad del sensor a la variable medida también afecta al tiempo de respuesta. Por ejemplo, el tiempo de respuesta en un sensor de temperatura en un termopozo es mucho más largo que el de un sensor colocado en contacto directo con la variable medida. Una cosa similar ocurre, en sensor de presión de aire que se conecte directamente a la tubería, el cual responderá más rápidamente que un sensor conectado al proceso de una tubería más larga. Este efecto es conocido como “retraso hidráulico”.

En un bucle de control, el sensor es conectado al transmisor, el cual manda una señal al controlador. Debido a que están relacionados, el tiempo de respuesta del sensor afectan a la respuesta del controlador, en consecuencia, el tiempo de respuesta del sensor afecta a la respuesta del bucle completo. Algún bucle de control puede tolerar un tiempo de respuesta relativamente largo, mientras otros no.

#### **9.1.8. Diferencia entre los términos exactitud y precisión**

Exactitud y precisión también son características de los sensores. Estos términos tienen diferentes significados en el contexto de un proceso de control. El término exactitud es usado para indicar que tan cerca un instrumento, como un sensor, indica o lee los valores actuales de una variable controlada. El término precisión es usado para designar que tan consistente es un instrumento, como un sensor, en su respuesta al mismo valor de salida. La diferencia entre precisión y exactitud es mejor ilustrado por las siguientes mediciones en una gráfica.

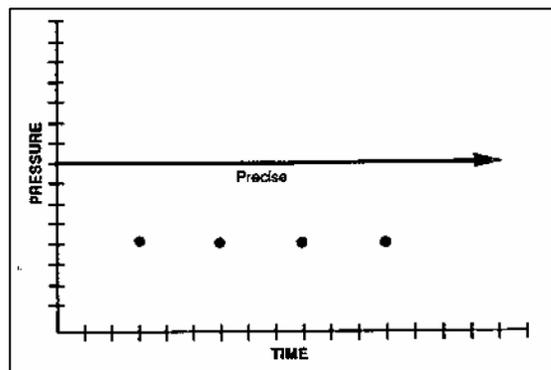
Figura 138. **Presión en función del tiempo 1**



Fuente: British universities. *Feedback Control, Instrumentation Basics*. p. 12.

Para fines de este ejemplo (ver la figura 137), es necesario asumir que las cuatro lecturas fueron tomadas de la medición de precisión con el tiempo. La presión durante este período fue constante. La medición provee diferentes valores. Sin embargo, cada indicación fue muy cercana a la presión actual. En consecuencia, la medición puede ser considerada exacta si los valores están dentro las especificaciones del fabricante.

Figura 139. **Presión en función del tiempo 2**



Fuente: British universities. *Feedback Control, Instrumentation Basics*. p. 12.

Se puede suponer que estas cuatro lecturas fueron tomadas de otra medición de presión a través del tiempo. Otra vez, la presión durante el tiempo fue constante. Esta medición de se puede considerar precisa porque a pesar que los valores estén más lejos del valor de la presión real, las lecturas son consistentes y repetibles.

Los sensores necesitan tener ambas características como la exactitud y precisión. A pesar de que el tiempo de respuesta del sensor puede ser dependiente de los requerimientos del proceso, la fiabilidad de un sensor es determinada por tres características: tiempo de respuesta, exactitud y precisión.

#### **9.1.9. Cómo los cambios en las variables de proceso pueden ser convertidos para la transmisión de señales**

Sensores de diferentes tipos están disponibles para uso en sistemas de proceso. En consecuencia, hay una amplia gama de posibles salidas. Por ejemplo, un sensor puede proveer un movimiento mecánico, variar un flujo de corriente, variar milivoltios, variar resistencia o capacitancia. Cuando cualquiera de estas señales son recibidas por un sensor, estos son convertidos a una señal estándar para un instrumento.

#### **9.1.10. Tipos más comunes de señales estándar para instrumentos**

Electrónicas, neumáticas y señales de transmisión óptica son señales estándar para instrumentos. En un sistema de control con realimentación, el sensor mide el cambio en el valor de la variable controlada. Este valor es retransmitido a un transmisor, el cual convierte un valor a una señal estándar

que se puede representar la medición. La señal es enviada al controlador para ser comparado con el set point.

Las señales electrónicas y neumáticas son análogas debido a que pueden tener valores en cualquier punto, predeterminados entre un valor mínimo y máximo. En tanto que las señales ópticas pueden ser de dos tipos: apagadas o encendidas. Las señales que tienen solo dos valores discretos son comúnmente llamados como señales digitales. Con el fin de representar valores específicos, las señales ópticas son transmitidas en series de pulsos de cero o uno. El patrón de pulsos representa un valor específico de una variable medida. Las señales análogas son transmitidos sobre un rango estándar de valores que representan a la variable medida.

#### **9.1.11. Rangos estándar de señales de transmisión electrónicas y neumáticas**

La transmisión de señales electrónicas generalmente tiene un rango de 4 a 20 miliamperios. En un sistema dado, una señal de entrada baja correspondería a 4 miliamperios y una señal podría ser de 20 miliamperios.

Las señales de transmisión neumáticas están en un rango de presión que representa la variable controlada. Generalmente, el rango va de 3 a 15 psi. La transmisión de señales electrónicas y neumáticas generalmente son señales análogas.

Los transmisores deben ajustarse de modo que la salida del transmisor pueda variar a través de su gama completa en proporción a la gama completa de la variable controlada.

Asumiendo que el rango de la temperatura de un proceso se encuentre entre 100 y 500 grados y el rango de señal de transmisión es de 4 a 20 miliamperios. Esto sigue que el lapso de transmisión es 16 miliamperios. Para cada caso, la señal de salida del transmisor debe ser exactamente representada por el valor de la variable medida. Así que, si la señal del proceso de temperatura es el 50 % de este rango, representa una temperatura de 300 grados, la salida del transmisor será del 50 % de este rango o 12 miliamperios. Dado el lapso de 16 miliamperios, el rango medio es de 8 miliamperios, sin embargo, desde que el rango comienza en 4 miliamperios la señal de salida es 4 más 8 o dicho en otras palabras 12 miliamperios. Si del rango se representa un 25 %, la temperatura representa 200 grados, y se tendrá a la salida del transmisor 8 miliamperios. La salida del transmisor siempre representa el valor de la variable medida.

El correcto funcionamiento de los sensores y el transmisor es importante para el rendimiento del bucle de control de realimentación. Cualquier mal funcionamiento en un elemento en una señal de transmisión siempre tendrá efecto en la variable manipulada, y en consecuencia al propio proceso.

#### **9.1.12. Elementos de control final**

La posición de los elementos de control final está determinada por controladores. Específicamente, la posición del elemento de control final es determinar por la señal o señales que representan el valor de la desviación que es transmitida por el controlador, por lo que el controlador toma la decisión. La señal de salida de las posiciones del controlador del elemento final de control manipula una variable. El diseño de un elemento final de control manipula una variable. El diseño de un elemento final de control es determinado por la necesidad del sistema de control.

### **9.1.13. Listado de comunes tipos de elementos de control**

Válvulas de control, bombas o bombas dosificadores, relés y ventiladores con aspas o amortiguadores ajustables son tipos comunes de elementos finales de control. Otro elemento final de control, tal como la variable velocidad en las bombas de arrastre o compresores y velocidad de la correa ajustable en sistemas de transmisión, son también usados como elementos finales de control. La aplicación dicta el tipo de dispositivo necesario para asegurarse el apropiado significado para controlar la variable en el proceso. Aunque las válvulas de control accionadas eléctricamente se encuentran en muchos sistemas de proceso, la forma más común en el control de la posición de la válvula es neumáticamente.

### **9.1.14. Cómo los elementos finales de control son situados eléctricamente**

Los elementos finales de control son generalmente activados por solenoides o motores. Las válvulas de solenoide tienen solo dos posiciones: abierta o cerrada. Los motores permiten que la válvula de control que se coloca en una posición totalmente abierta, una posición totalmente cerrada, o en cualquier posición intermedia.

### **9.1.15. Cómo un elemento final de control es situado neumáticamente**

El control de una válvula operada neumáticamente tiene aplicaciones muy comunes en la industria. Muchas válvulas de este tipo son operadas por actuadores neumáticos. Para la operación, la presión del aire aplicada al diafragma del actuador causa que este se flexione, posicionando la válvula.

Las válvulas de control se pueden configurar para ser válvulas de acción directa. Una válvula de acción directa estará totalmente cerrada en el cero por ciento de salida del controlador y estará completamente abierta al 100 por ciento de la salida del controlador. Las válvulas de este tipo de acciones se conocen como válvulas de aire-abierta. Se entiende el término aire de abrir en el sentido de que se requiere una señal de neumática máxima para mover la válvula a una posición abierta. Una válvula de acción inversa será totalmente abierta al cero por ciento de salida del controlador. Las válvulas con este tipo de acciones se conocen como válvulas de aire-cierre. También se deduce que el término se refiere a que se requiere una señal máxima neumática para mover la válvula a una posición cerrada.

Hay otros tipos de elementos finales de control, algunos de los cuales operan bajo principios diferentes. Sin embargo, las válvulas de control eléctricas y neumáticas son los tipos regularmente usados en los sistemas de procesos.

## **9.2. Otros bucles de control**

Es utilizado para hacer una acción repetida sin tener que escribir varias veces el mismo código, lo que ahorra tiempo, procesos y deja el código más claro y facilita su modificación en el futuro.

### **9.2.1. Diferencia entre un solo bucle de control de realimentación y control de bucle múltiple**

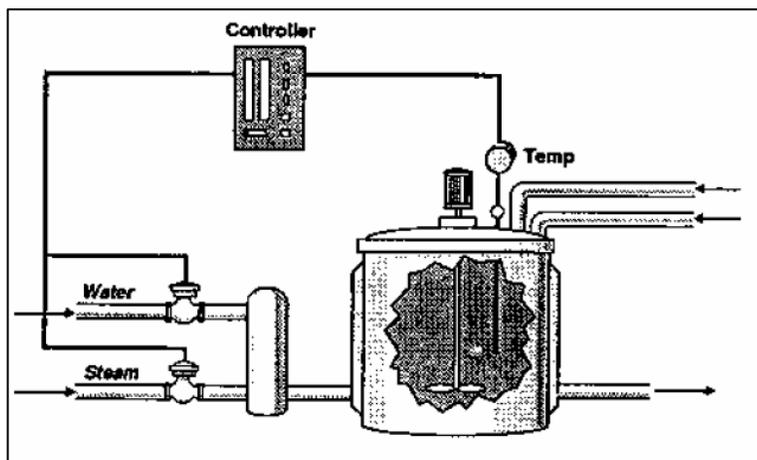
Por lo regular los sistemas de control están basados en el principio de control realimentado. La función del bucle de control es mantener la variable controlada cerca del *set point*. Sin embargo, en procesos muchos más complejos, regularmente los esquemas que incorporan más de un sistema de

control realimentado, a fin de que se asegure un sistema de control más preciso. Las aplicaciones, como control de cascada, *ratio control*, y *feedforward control* son regularmente usados. *Ratio* y control de cascada son regularmente referidos a control de bucle múltiple porque ellos pueden incorporar más de un bucle de realimentación.

### 9.2.2. Principios operativos de control en cascada, *ratio control* y *feedforward control*

El control en cascada puede regular de una forma más precisa que un solo bucle de control porque el control en cascada permite una segunda variable que será monitoreada en adición a la variable controlada. En las aplicaciones del control en cascada, la selección de la segunda variable está basada en la habilidad de rápidamente reflejar cualquier trastorno a la variable manipulada. El control en cascada es un bucle de control instalado dentro de otro bucle de control.

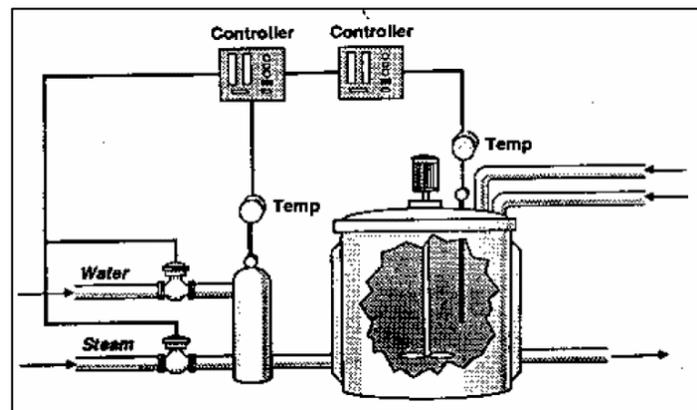
Figura 140. Aplicación de control en cascada



Fuente: British universities. *Feedback Control, Instrumentation Basics*. p. 19.

Un ejemplo de aplicación de un control en cascada puede ser el proceso de una mezcla, el cual, con una sola variable monitoreada, el control no es preciso como es requerido. Asumir que los químicos son bombeados al tanque de mezcla y mantener una temperatura controlada. Si la temperatura, la variable controlada, incrementa o disminuye del valor del *set point*, un sensor transmite una señal al controlador. El controlador, en respuesta, repone agua y vapor a las válvulas para incrementar o disminuir la temperatura del vapor de agua en el depósito de la cisterna. Si solamente se configura el sistema con un bucle e control, el sistema responderá bien a los cambios en la variable controlada, temperatura, pero no podría responder correctamente a los cambios en la variable manipulada, la cual, en este caso, es la presión. Una perturbación, tal como la caída en la presión de vapor, podría afectar negativamente el grado preciso requerido para la variable primaria controlada.

Figura 141. **Ejemplo de un grado más preciso de control**



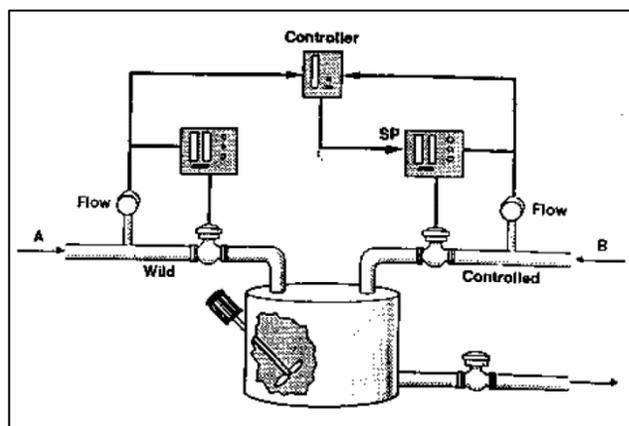
Fuente: British universities. *Feedback Control, Instrumentation Basics*. p. 20.

Un grado más preciso de control se podría tener si se monitorea la temperatura del agua y el vapor, además de monitorear la temperatura del producto en el tanque. Para este ejemplo, un segundo bucle de control podría

ser mediante la utilización de dos o más componentes, un sensor y controlador, al sistema. El sensor adicional monitorea el agua y la temperatura, el control adicional posiciona el agua y las válvulas de vapor. Este segundo bucle se llama interior, o bucle secundario. El bucle exterior o primario continúa respondiendo a la temperatura del líquido en el tanque. Sin embargo, en lugar de dirigir la posición de la válvula del agua y vapor, la salida del controlador en el bucle primario ajusta el *set point* al segundo controlador. El controlador secundario posiciona entonces las válvulas en respuesta a los cambios del punto, además de trastornos en el medio de calentamiento y el medio de refrigeración.

El *control ratio* se lleva a cabo a menudo en aplicaciones de proceso donde los materiales se debe mezclar en proporcional el uno al otro. Un *control ratio* mantiene una relación predeterminada entre dos o más variables, para que por lo general fluya.

Figura 142. Ejemplo de *control ratio*



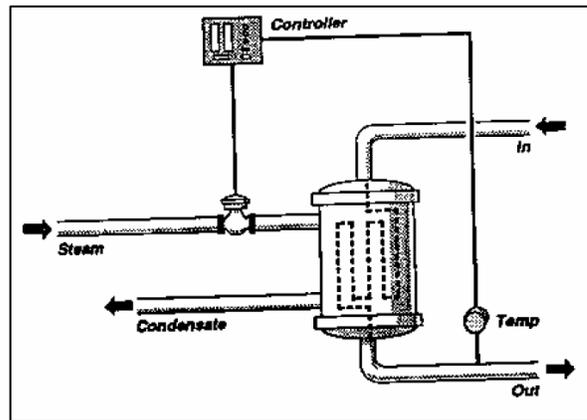
Fuente: British universities. *Feedback Control, Instrumentation Basics*. p. 21.

Por ejemplo, un producto puede requerir una parte del material “A”, por cada dos partes de material “B”. Con *control ratio*, la tasa de flujo de uno de los materiales es determinado por una parte específica del proceso. Esta tasa es esencialmente incontrolable y es comúnmente denominado como “flujo salvaje”. La tasa del flujo salvaje es usada para poner la tasa del flujo controlado en el sistema. El término controlado se refiere al hecho de que la tasa de flujo de este material es ajustada, o controlada por el *control ratio*. El bucle del *control ratio* usa la tasa del flujo salvaje para determinar la tasa del flujo controlado, de esta forma el material es mezclado en la proporción apropiada.

En muchas aplicaciones, un bucle de *control ratio* tiene un sensor y una transmisión en el flujo salvaje, un sensor y una transmisión en el flujo controlado. Ambos sensores transmiten señales que representan sus respectivas tasas de flujo al controlador. El controlador mantiene la tasa de flujo del flujo e control en proporción al flujo salvaje. La proporción deseada es puesta ajustado la proporción del *set point*. En resumen, el *control ratio* monitorea el valor de una variable y poner el valor de la segunda variable a una proporción específica a la primera.

El control de *feedforward* es capaz de compensar una distorsión en el sistema antes de que esto afecte a la variable controlada. En otras palabras, lazo de control de *feedforward* mide los trastornos y los controla antes de que estos afecten al proceso.

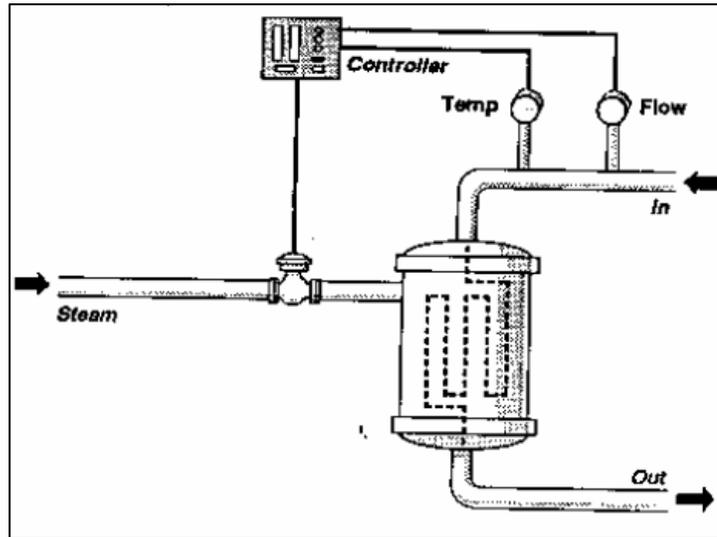
Figura 143. **Ejemplo de un intercambiador de calor**



Fuente: British universities. *Feedback Control, Instrumentation Basics*. p. 22.

En el diagrama de la figura 143 se ilustra un simple lazo de control el cual controla un intercambiador de calor. La temperatura de salida es la variable controlada. El vapor es el suplemento de la variable manipulada. Como la temperatura de salida variable, el controlador abre o cierra la válvula de vapor para incrementar o disminuir la temperatura dentro del intercambiador de calor. Con este modo de control, el proceso se debe desviar del *set point* antes de que la acción del control sea aplicada. Con este modo de control, el proceso debe desviarse del punto de ajuste antes de aplicar medidas de control. El tiempo de retraso del punto cuando la desviación ocurre y el punto cuando la acción correctiva es tomada causa que la temperatura del proceso fluctúe.

Figura 144. **Combinación de dos tipos de control *feedforward* y control retroalimentado**



Fuente: British universities. *Feedback Control, Instrumentation Basics*. p. 23.

Este diagrama de la figura 144 ilustra un lazo de control en el cual el control de *feedforward* es combinado con un control de realimentación. Con un control *feedforward*, dos sensores son usados para monitorear el proceso en vez de uno. Un sensor monitorea la temperatura del proceso entrante. El segundo sensor monitorea la tasa de flujo. Basado en la entrada de los dos sensores, el controlador del *feedforward* calcula la cantidad de vapor, que es la variable manipulada, necesaria para mantener, el valor de la variable controlada, la temperatura, en el *set point*. Entonces el controlador posiciona la válvula de vapor para incrementar o disminuir la cantidad de vapor. El ajuste de variable manipulada es hecho antes de las perturbaciones, como cambios en la carga, que causen una desviación del punto de ajuste de la variable controlada. El resultado final es que la variable controlada, temperatura, se controla con más exactitud o precisión.

El control de *feedforward* es usado en aplicaciones que no pueden tolerar desviaciones del punto de ajuste. Debe tenerse en cuenta, sin embargo, que el control de alimentación directa rara vez se utiliza como el único modo de control. Rara vez se utiliza el control de *feedforward* en combinación con el control de realimentación para alcanzar el grado necesario de precisión o exactitud para la aplicación.

La información obtenida del estudio del modo de control proveerá una base para encontrar las facilidades con la instrumentación. Sin embargo, es importante tener en cuenta que los principios de diseño y operación puede ser diferentes. Siempre se debe seguir las instrucciones del fabricante y las normas antes de realizar cualquier trabajo en los instrumentos de control.

### **9.3. Dos posiciones de control**

Los procesos industriales tienen incontables de bienes y servicio. Por lo tanto, los métodos de control usados también varían. Aunque se debe tomar en cuenta que algunos procesos pueden operar satisfactoriamente en un amplio rango de tolerancia, en tanto que otros requieren un control más cuidadoso. Es decir que los procesos específicos determinan el tipo de control necesario. Los componentes en el bucle que proveen los procesos automáticos es el controlador.

#### **9.3.1. Función de un controlador en un bucle de proceso**

Un bucle de control se diseña para responder a las perturbaciones en el proceso. Las perturbaciones son condiciones externas que cambian la demanda colocando en el sistema de control y que causan el cambio en las

variables de proceso. El controlador toma la decisión que afecta la variable en el proceso, así que la función del controlador es crítica.

Los dispositivos en un típico bucle de procesos incluyen: sensor, transmisor, controlador y elemento final de control. El sensor mide el valor de la variable controlada. Este valor es convertido a una señal estándar de instrumento por un transmisor. El transmisor envía la señal al controlador. El controlador compara la señal al *set point* y, basado en cualquier desviación, decide qué acción tomar. La señal de salida del controlador, posiciona el elemento final de control. El elemento final de control responde a la señal de salida cambiando el valor de la variable manipulada. La variable manipulada, sucesivamente, afecta el valor de la variable manipulada, la cual es otra vez detectada por el sensor. Esta acción continúa hasta que el valor de la variable controlada coincide con el punto de ajuste. La acción de algoritmos dentro del controlador son combinados para producir la acción de control deseada. Estos algoritmos son regularmente referidos a los modos de control.

### **9.3.2. Cuatro modos de control**

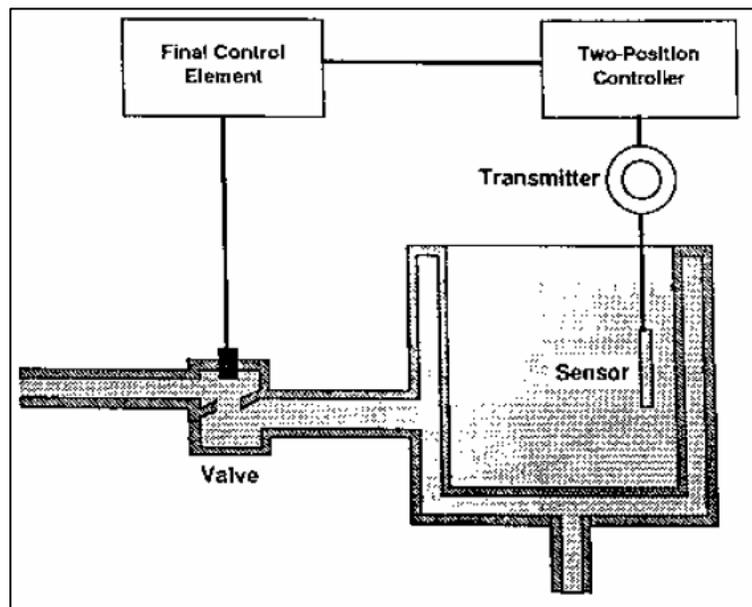
Hay cuatro modos de control: control de dos posiciones, control proporcional, control integral y control derivativo. El control de dos posiciones es el modo de control más simple. Con el control de dos posiciones la señal del elemento final de control es cualquiera de dos valores, cero o cien por ciento. El control proporcional, integral y derivativo son modos continuos. Un control se puede equipar con uno o más modos de control continuos.

### 9.3.3. Operación del principio del control de dos posiciones

El sistema de calefacción de una casa es un ejemplo de control de dos posiciones. El calor del sistema enciende la temperatura cuando esta está abajo del *set point* y cuando la temperatura en el cuarto excede el *set point*, la calefacción del sistema se apaga.

En un sistema que no requiere un control preciso, el control de dos posiciones puede ser adecuado. En aplicaciones industriales, el control de posición opera bajo los principios que son descritos en el siguiente diagrama de proceso. El líquido guardado en el tanque se debe mantener cerrado a una temperatura específica, así que la temperatura es la variable controlada en este ejemplo, y el vapor la variable manipulada.

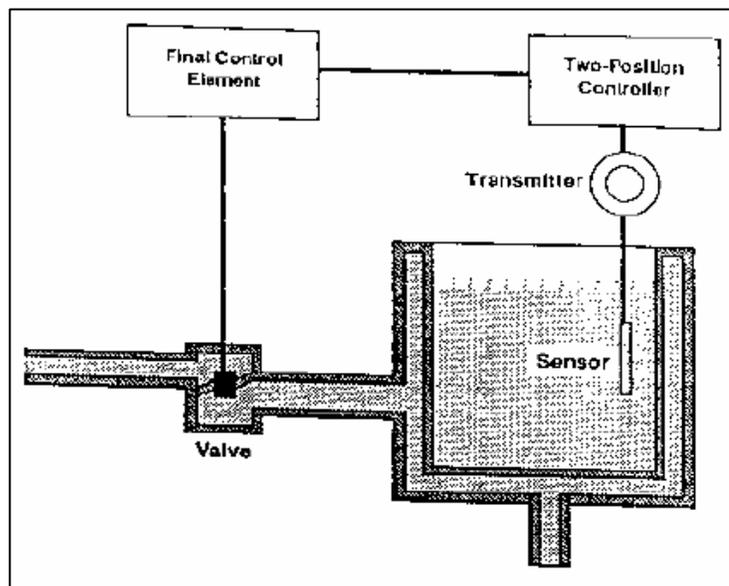
Figura 145. Ejemplo de bucle



Fuente: British universities. *Process Control Modes, Instrumentation Basics*. p.4.

El componente en este bucle incluye un sensor, un transmisor, un controlador de posiciones y un elemento final de control, el cual es una válvula. Con el controlador de dos posiciones, la válvula tiene solo dos estados: cerrada o abierta. Cambios en la temperatura del producto son detectados por el sensor y las señales representan cualquier cambio que es transmitido al controlador. El controlador determina que la temperatura está abajo del *set point* y manda una señal para abrir la válvula. La válvula se abre, incrementa el flujo de vapor, la cual es la variable manipulada, para calentar el tanque.

Figura 146. **Ejemplo de realimentación continúa**



Fuente: British universities. *Process Control Modes, Instrumentation Basics*. p. 5.

La realimentación es continua, por lo que el sensor mide continuamente la temperatura del líquido y convierte esta información a las señales que son transmitidas al controlador. Cuando se inicia el flujo de vapor al tanque, la temperatura volverá al valor del punto de ajuste. La temperatura seguirá

aumentado, sin embargo, hasta que se adopten nuevas medidas. Cuando la temperatura del líquido exceda el *set point*, una señal cerrará la válvula y será enviada al elemento final de control.

#### **9.3.4. Efecto del controlador de dos posiciones en un lazo de control**

Se debería notar que el lazo de control no responde inmediatamente a los cambios. Dos factores prohíben la respuesta inmediata: el tiempo de respuesta del sensor y el tiempo requerido por el líquido en el tanque para responder a los cambios en la variable manipulada. En este ejemplo, los cambios de temperatura se retrasan por el tiempo requerido para el vapor para calentar el líquido o, después de haber calentado el líquido a una temperatura por encima del punto de ajuste, para que el líquido se enfríe hasta el punto en que coincide con el punto de ajuste.

En consecuencia, el control de dos posiciones puede causar oscilaciones significativas en el proceso. Si el proceso puede tolerar las oscilaciones en la variable controlada, el control de dos posiciones es la adecuada. Si el proceso no puede tolerar las oscilaciones, se debe utilizar un método de control diferente.

#### **9.3.5. Control proporcional**

Para muchos procesos, un bucle de control en el cual el elemento final de control tiene solo dos posiciones no provee un control adecuado. El control de dos posiciones puede causar una oscilación significativa que el proceso no puede tolerar. La alternativa es un modo de control continuo, tal como un

control proporcional, integral, derivativo o la combinación de estos modos de control continuo.

### **9.3.6. Función de control continuo**

El control continuo posiciona el elemento final de control en más de dos posiciones. Básicamente, esto significa que el elemento final de control puede ser posicionado en cualquier punto de su rango, no solamente encendido o apagado. Las oscilaciones en el proceso son minimizadas porque un grado fino de control es posible.

### **9.3.7. Principio de operación del control proporcional**

El control proporcional regularmente se usa en sistemas de proceso donde el valor de la variable controlada es constante en respuesta a las perturbaciones. El principio de operación del control proporcional puede ser ilustrado considerando cómo la presión puede ser controlada en una caldera. El vapor producido es la variable controlada, la tasa de flujo de la gasolina es la variable manipulada.

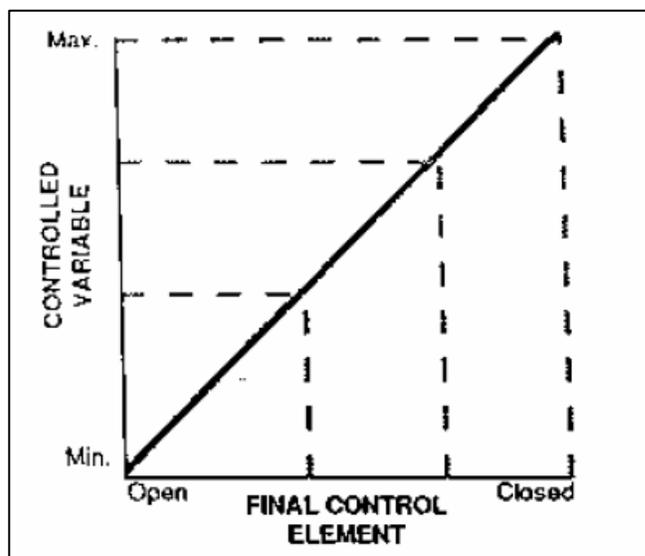
La dinámica del proceso no permite el uso de un modo de control de dos posiciones. El control de dos posiciones no puede guardar la presión de la caldera dentro de los límites tolerables. La acción de encender y apagar la válvula causaría fluctuación en la presión, porque no habría demasiado ni poco combustible disponible para el quemador.

La acción del control proporcional puede proporcionar un control más suave y reducir las oscilaciones. Cuando el control proporcional recibe la señal del sensor, la cual es la presión transmitida en el calentamiento del vapor, el

controlador responde a cualquier desviación del *set point* posicionando el elemento de control final. El elemento de control final, una válvula de control de combustible, puede estar en posición abierta, posición cerrada o cualquier otra posición intermedia. Por lo tanto, este control será posicionado en proporción a la desviación. La capacidad de ajustar la posición de la válvula permite un ajuste más gradual del flujo de combustible, como la presión en los cambios de la caldera.

El control proporcional es diseñado para mantener una relación continua entre la variable controlada y la posición del elemento de control final. Por ejemplo, si el *set point* de la presión de salida del conjunto es de 900 psi, el controlador moverá la válvula de control de combustible a una posición que le ayudará a alcanzar esa presión. Adicionalmente, al válvula se reposición continuamente para mantener la presión deseada.

Figura 147. **Variable controlada contra elemento de control final**



Fuente: British universities. *Process Control Modes, Instrumentation Basics*. p. 8.

La relación entre el valor de la variable controlada y la posición del elemento de control final puede ser descrita gráficamente. Cuando la presión de la caldera, variable controlada, está en el *set point*, menos combustible es requerido y la válvula es parcialmente cerrada. Igualmente, cuando la presión esta abajo del *set point*, se necesita más combustible y la válvula es un poco más abierta. Esta relación puede también empezar en diferentes términos; un amplio rango de entrada es requerido para producir un amplio rango del movimiento de la válvula. Cualquier otro cambio en la presión causaría al controlador proporcional reajusta a la posición del control de la válvula proporcionalmente.

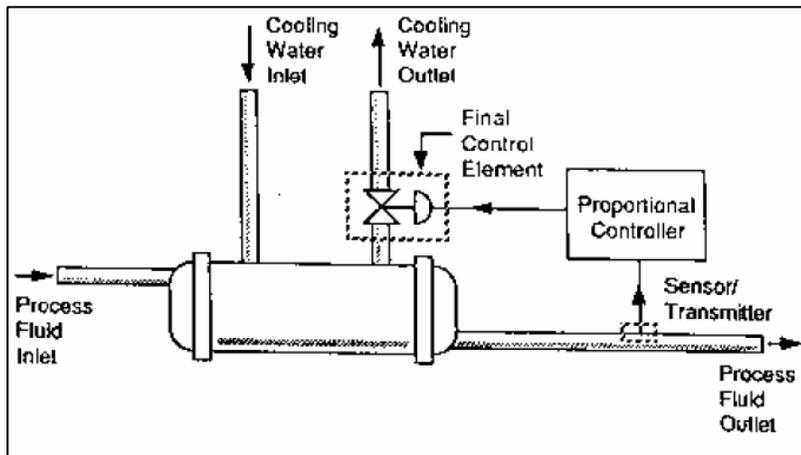
Hay que tomar en cuenta que en el bucle de control de presión de la caldera, un aumento en la variable controlada hace que el elemento de control final se cierre. Esto podría ser entendido como que la relación entre la señal de salida del controlador y el movimiento de elemento final de control puede ser alcanzado en una de dos formas: a través del uso de un controlador de acción inversa o a través de un controlador de acción directa.

Por ejemplo, un controlador de acción inversa respondería a un incremento en el valor de la variable de proceso, disminuyendo la señal de salida a la válvula de control de combustible. Un controlador de acción directa respondería a un incremento en el valor de la variable controlada por el incremento de la señal de salida al control de la válvula.

El diseño de sistema de procesos varía ampliamente en diseño. En la aplicación del vapor de la caldera, el controlador responde al incremento en la variable controlada, presión en la caldera, por la señal del cierre del elemento final. Otras aplicaciones puede ser más útiles, por una disposición en la que el

aumento en la variable controlada requiera que se abra el elemento final de control.

Figura 148. Intercambiador de calor



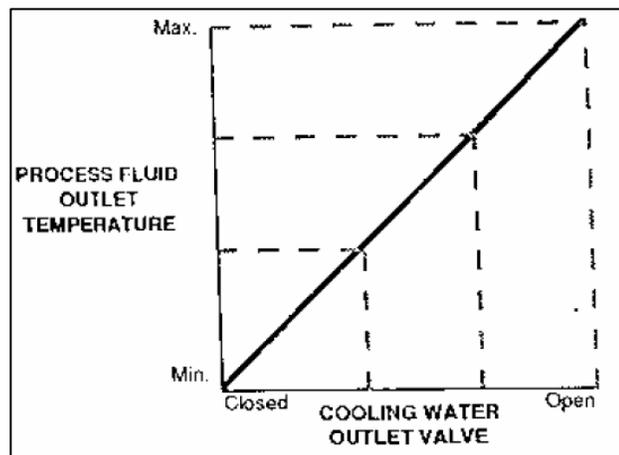
Fuente: British universities. *Process Control Modes, Instrumentation Basics*. p. 9.

Por ejemplo, en este sistema, un intercambiador de calor de carcasa y tubo se utiliza para enfriar un fluido de proceso a la temperatura, para mantenerla en el *set point*. Un sensor monitorea la temperatura de salida del fluido de proceso y manda una señal al transmisor. El transmisor retrasa la señal de temperatura al controlador. El controlador compara la señal de salida del transmisor al *set point* y toma la decisión necesaria para corregir la acción. Entonces, el controlador manda una señal al elemento de control final a la posición de la válvula, por lo que la temperatura del fluido de proceso regresará al *set point*.

Asumiendo que la temperatura de salida del fluido de proceso incrementa, el controlador y el refrigerante a la salida trabajan juntos permitiendo más flujo de refrigerante a través del intercambiador de calor. Aquí también, la relación

entre la señal de entrada del controlador y el resto del movimiento del elemento final de control es determinado por la acción del controlador.

Figura 149. **Gráfica de controlador de acción directa**



Fuente: British universities. *Process Control Modes, Instrumentation Basics*. p. 10.

En este ejemplo, el controlador es de acción directa. En respuesta a un incremento en el valor de la variable de proceso, el controlador produce un incremento en la salida. La válvula de control de refrigerante responde a la señal de salida superior mediante la apertura del control para permitir más flujo de refrigerante a través del intercambiador de calor. Si se utiliza un controlador de acción inversa, su señal de salida disminuiría a medida que aumenta la temperatura de salida de fluido de proceso.

### 9.3.8. Definición de banda proporcional

El término banda proporcional designa la cantidad del cambio de entrada necesario para proveer un amplio rango de cambio de salida. En muchos casos, la cantidad de control proporcional es ajustable. Este ajuste es referido al

cambio de la amplitud, o porcentaje, de la banda proporcional. La banda proporcional regularmente se refiere al porcentaje y puede ser calculada usando esta ecuación:

$$PB = \frac{1}{Gain} \times 100 \%$$

Por ejemplo, si la ganancia es 1,33, entonces la banda proporcional es 75 %:

$$PB = \frac{1}{Gain} \times 100 \%$$

$$PB = \frac{1}{1,33} \times 100 \%$$

$$PB = 75 \%$$

Cambios en las acciones del control proporcional son también expresados como cambio proporcional en la ganancia. Ganancia proporcional a la razón del cambio a la salida y entrada.

Ganancia proporcional puede ser calculada usando esta ecuación:

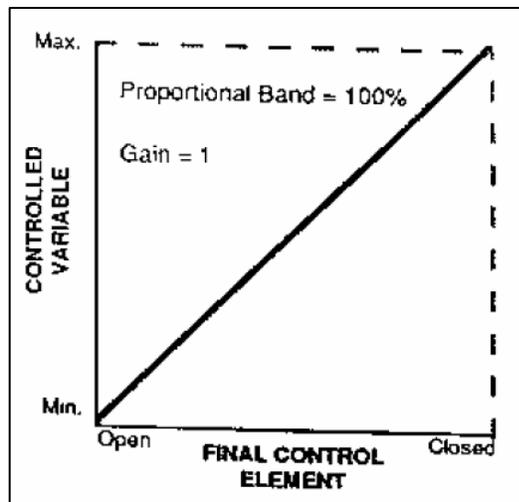
$$Gain = \frac{100 \%}{PB}$$

Por ejemplo, si la banda proporcional es 75 %, entonces la ganancia es 1,33. La ganancia usualmente se expresa como números adimensionales, diferente al valor de la banda proporcional.

$$Gain = \frac{100 \%}{75 \%}$$

$$Gain = 1,33$$

Figura 150. **Gráfica de variable controlada contra elemento final de control**



Fuente: British universities. *Process Control Modes, Instrumentation Basics*. p. 11.

En la aplicación usada como ejemplo, el 100 por ciento de la entrada es requerido para obtener un rango completo de salida, así como la banda proporcional es el 100 por ciento. Usando la fórmula dada, la ganancia es 1.

$$Gain = \frac{100 \%}{PB}$$

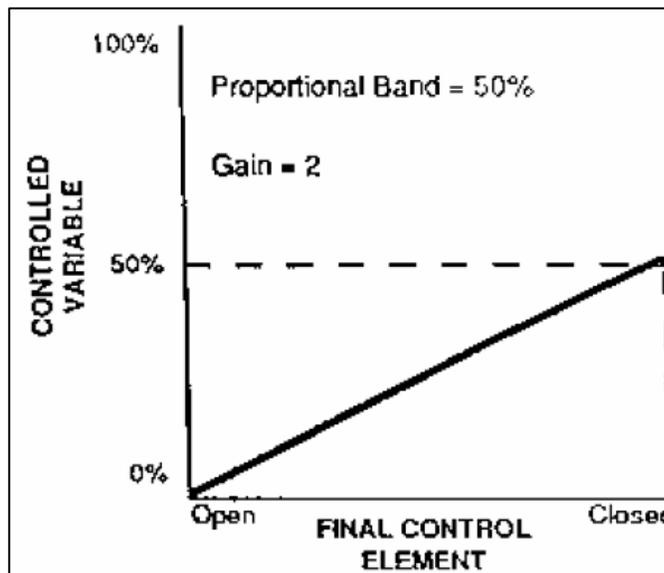
$$Gain = \frac{100 \%}{100 \%}$$

$$\text{Gain} = 1$$

### 9.3.9. Efectos del cambio de amplitud de la banda proporcional

Es un mecanismo de control por realimentación ampliamente usado en sistemas de control industrial. Este calcula la desviación o error entre un valor medido y un valor deseado.

Figura 151. **Gráfica de variable controlada contra elemento de control final 2**



Fuente: British universities. *Process Control Modes, Instrumentation Basics*. p. 12.

Asumir que la acción proporcional en el sistema ha sido ajustada solamente a la mitad del cambio en la entrada necesaria para abrir o cerrar totalmente la válvula. Por lo tanto, la misma salida podría ser alcanzada con la mitad del valor en la entrada. Pero solamente el 50 por ciento en la entrada es

requerida para obtener el rango total de salida, la banda proporcional es el 50 por ciento y la ganancia es 2.

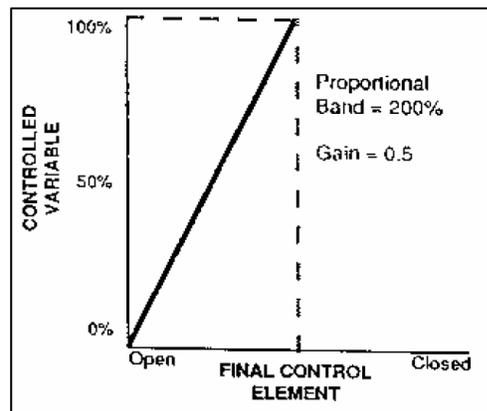
$$PB = \frac{1}{2}$$

$$PB = 50 \%$$

$$Gain = \frac{100 \%}{50 \%}$$

$$Gain = 2$$

Figura 152. **Gráfica variable controlada contra elemento final de control 3**



Fuente: British universities. *Process Control Modes, Instrumentation Basics*. p. 13.

El efecto opuesto puede ser alcanzado ajustando la banda proporcional en la dirección opuesta. Asumiendo todo el rango de entrada, el cambio resulta en un 50 por ciento de cambio en la salida. El resultado es que la misma entrada

alcanza solamente la mitad de salida. Por lo tanto, los cálculos son los siguientes:

$$PB = \frac{100 \%}{50 \%} \times 100 \%$$

$$PB = 2 \times 100 \%$$

$$PB = 200 \%$$

$$Gain = \frac{50 \%}{100 \%}$$

$$Gain = 0,5$$

La banda proporcional es 200 %, la ganancia es 0,5.

Una amplia banda proporcional o baja ganancia corresponde a una respuesta menos sensitiva. Una banda proporcional ancha o una alta ganancia corresponde a una respuesta más sensible. La cantidad de acción proporcional en un controlador es capaz de ser expresada precisamente por una banda proporcional o por ganancia. Sin embargo, esto es importante para realizar que la banda proporcional y ganancia son inversamente relacionadas, que es, como la banda proporcional incrementa, la ganancia disminuye.

Determinar la banda proporcional óptima para un proceso es a menudo un proceso de ensayo y error basado en la observación cuidadosa con el tiempo. Los registros en una tabla de un registro del controlador pueden proveer la información necesaria para tomar la decisión. Los factores que determinar la

banda optima incluyen la naturaleza y frecuencia de las perturbaciones al sistema y las características del control del proceso.

#### **9.4. Control PID**

Es seguro asumir que dos sistemas de procesos no son idénticos, por lo que, la cantidad de acción controlada demanda por un sistema es determinada por un proceso individual. Como cada proceso tiene sus características y variables, una acción proporcional dentro de la cual la máxima eficiencia puede ser obtenida. Las acciones del control proporcional proveen un control continuo para responder directamente a la magnitud del error o desviación. Un modo de control proporcional no incluye cualquier tipo de acción, tal como integral o derivativo, es relativamente una forma simple de control. Adicionalmente, el control proporcional es inherentemente estable cuando el control es propiamente sintonizado que es ajustar al trabajo dentro del proceso de controlar. También destaca la razón que un controlador PI o PID es en significancia más complejo que solamente un control proporcional.

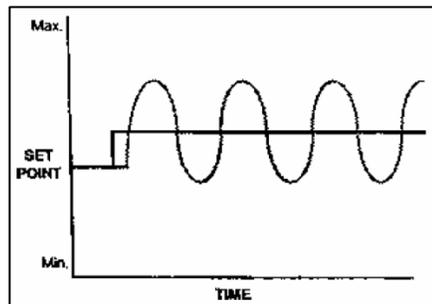
##### **9.4.1. Importancia de tener la cantidad apropiada de control proporcional**

La apropiada acción de control provee una respuesta rápida, pero no es tan rápida como los ciclos de proceso de forma errática. La oscilación no ocurre pero no excesivamente y como las oscilaciones se asientan, el proceso llega a un estado de equilibrio.

Cuando la acción proporcional es en exceso, pequeñas desviaciones del *set point* resultan cambios insignificantes en la salida. La acción de control insuficiente no permite prácticamente ningún control: cambios largos en la

entrada causan pequeños cambios en la salida. Generalmente, la propia acción en alguna parte entre estos dos extremos.

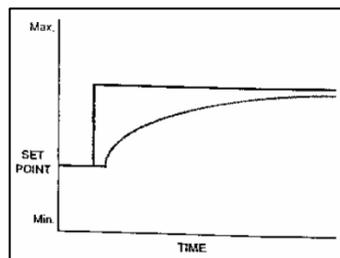
Figura 153. **Control proporcional**



Fuente: British universities. *Process Control Modes, Instrumentation Basics*. p. 16.

Este es el efecto de una banda proporcional que es demasiado estrecha. El pequeño cambio relativo en el *set point* resulta un cambio significativo en la salida, causando un efecto oscilatorio similar al control de dos posiciones.

Figura 154. **Banda proporcional**



Fuente: British universities. *Process Control Modes, Instrumentation Basics*. p. 17.

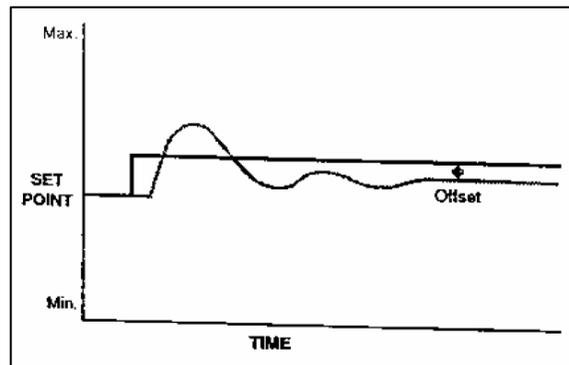
Por otra parte, una banda proporcional que es demasiado ancha también crea dificultades. Un largo cambio en la entrada causa un pequeño cambio en la

salida, causando que la acción de control tome un lugar muy lento sobre un largo período de tiempo.

#### 9.4.2. Definición de offset

En la figura 155 se muestra después que el proceso llega a un estado de equilibrio, hay una diferencia entre el *set point* y el valor de la variable de proceso. El término usado para expresar la diferencia entre el *set point* y el valor de la variable de proceso es *offset*.

Figura 155. Definición del termino *offset*



Fuente: British universities. *Process Control Modes, Instrumentation Basics*. p. 17.

*Offset* es inherente al modo de control proporcional y debe ser corregido. Porque el control proporcional produce correcciones proporcionales a la desviación, es lógico pensar que las correcciones son producidas a menos que haya alguna desviación. Por lo tanto, después de cualquier perturbación, alguna perturbación permanecerá. La desviación necesaria o prolongada asociada con el control proporcional es el *offset*.

El concepto es fácilmente entendible si se consideran los términos en como la velocidad del carro es controlado. Asumiendo que el carro es manejado en una carretera plana con una velocidad límite, de 55 millas por hora. La posición del acelerador es adecuada para mantener la velocidad. Sin embargo, el panorama cambia inmediatamente y el carro disminuye su velocidad. La respuesta es aplicar una acción proporcional que es hacer bajar el acelerador una cantidad proporcional a la cantidad de velocidad que el carro disminuye, en otras palabras aplicar una acción proporcional que corresponde a la cantidad del error en la desviación.

El efecto de la acción es que la velocidad para disminuyendo y se estabiliza otra vez. En este punto el carro está viajando en una montaña a velocidad constante, pero no opera a una velocidad mayor a 55 millas por hora. Es más probable que la velocidad sea más lenta, asumiendo una velocidad de 50 millas por hora. El *offset* es la diferencia entre el *set point*, 55 millas por hora, y la velocidad actual de 50 millas por hora. En esta etapa, el *offset* solo puede ser corregido oprimiendo el acelerador para proveer al motor más combustible, y chequear el velocímetro para ver el efecto. Esta secuencia de ajuste y chequeo es repetido hasta llegar a la velocidad deseada que es de 55 millas por hora.

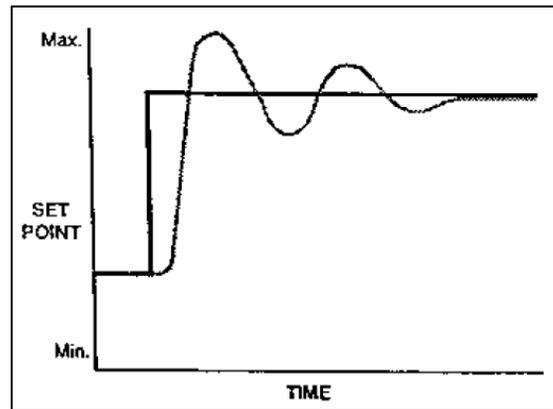
### **9.4.3. Función de control integral**

Los controladores proporcionales industriales regularmente tienen una segunda acción de control diseñada para eliminar el *offset* con la misma secuencia de pasos, chequear, ajustar y revisar el estado de la variable controlada hasta que el proceso regreso al *set point*. En otras palabras, la acción integral, término aplicado a este modo de control, responde a la duración del error. La acción integral también puede ser referida a reiniciar la acción. Sin

embargo, el hecho que la acción integral regularmente es llamada reinicio porque, valga la redundancia, “reinicia” la salida del controlador sobre el tiempo antes de que el *set point* sea alcanzado. La acción de reiniciar es determinada en “repeticiones por minuto” o “minutos por repetición”. Independientemente de que término se utiliza para describir el control integral, este sigue ofreciendo la acción de control adicional siempre y cuando el compensado esté presente.

Idealmente, la velocidad a la que está implementada la acción, o el reinicio, no tiene impacto negativo en la estabilidad del proceso debido al tiempo de retraso. La única aplicación de la cual el tiempo de retraso no es un problema es un control de flujo. El bucle control de flujo es muy rápido y regularmente ruidoso. Por lo tanto, la acción del control integral regularmente agregado al control de realimentación en bucle de flujo provee una amortiguación o filtro a la acción por el bucle. Acción integral regresaría la variable de proceso al set point lo más rápidamente posible sin crear una oscilación en el sistema. La acción integral puede ser ajustada de la misma manera en la acción proporcional. Se debería notar que el control integral no puede ser utilizado para estabilizar un proceso. La estabilización se logra a través del control proporcional. La acción integral solamente es diseñada para eliminar el offset.

Figura 156. **Función de control integral**



Fuente: British universities. *Process Control Modes, Instrumentation Basics*. p. 19.

Esta ilustración muestra el efecto de la acción del control integral. El control integral provee la salida al elemento de control final antes de que el proceso regrese al *set point*. Cuando el control proporcional es combinado con el control integral, el control proporcional es repetido antes del elemento de control final es posicionado al correcto offset. El control proporcional-integral se denomina como PI control.

#### 9.4.4. **Función del control derivativo**

La acción de control integral y proporcional también puede ser combinada con la acción derivativa, o razón, para compensar el proceso que tiene una respuesta lenta, tal como la temperatura en un bucle de control. La acción derivativa responde como rápidamente un proceso es desviado del *set point*. Proporcional, integral y derivativo, o PID, es el modo más complejo de control.

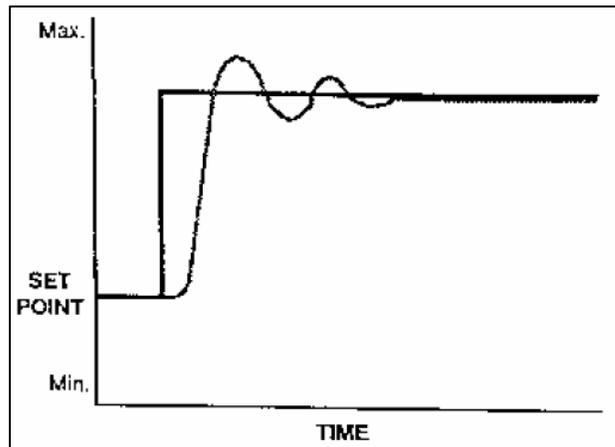
Un controlado PID responde rápidamente a las perturbaciones en el proceso, por lo que hay menos tiempo de retraso. El término “retraso” utilizado

en este contexto se refiere al tiempo dependiente de la naturaleza del proceso o el comportamiento de los componentes en un bucle de control de procesos. Cuando el proceso o componentes responden lentamente, la salida se retrasa antes que la entrada. La acción derivativa compensará estos retrasos, y reducirá las oscilaciones y excesos.

Con el fin de utilizar controladores PID, se requieren tres ajustes. Sin embargo, sin embargo, cada una de estas acciones son propiamente sintonizadas, el controlador puede proveer un control muy preciso del proceso. Los controladores PID se encuentran regularmente en procesos donde la temperatura es la variable controlada porque el tiempo de respuesta es relativamente lento. El flujo de control raramente requiere una acción derivativa porque el proceso por sí mismo responde rápidamente a cualquier acción derivación que sobre compensaría por la tasa del cambio.

El control proporcional provee un control más preciso. Con la acción del control proporcional, hay una respuesta más directa a la magnitud del error. La acción integral, o reinicio, regularmente se combina al control para corregir el offset que es inherente a todo control proporcional. La acción integral responde a la duración del error. La acción derivativa, o razón, puede ser combinada con la acción proporcional e integral para compensar el proceso y tener una respuesta lenta. La acción derivativa responde a la razón a la cual el proceso está variando del set point. El control proporcional, integral y derivativo trabajan juntos para proveer exactitud y eficiencia, lo cual es el significado del control automático.

Figura 157. Control PID



Fuente: British universities. *Process Control Modes, Instrumentation Basics*. p. 23.

La acción derivativa en bucle de control de proceso es paralelo a la acción de cambios rápidos de la aceleración y deceleración, brevemente sobre compensado por el cambio en el estado de la variable controlada. El control derivativo tiende a conducir o anticipar cual será el próximo impacto del proceso, y el cual lo compensara. Como resultado de este tipo de acción efectiva, contribuye a la estabilidad del proceso. Se debería notar que el control derivativo aplicado solo a la variable controlada comienza a moverla de nuevo al *set point*. Después de que el efecto de la acción de control sea establecido, la acción proporcional e integral son usadas para reestablecer el valor de la variable de proceso al *set point*.

El control derivativo es especialmente útil en dos tipos de procesos, los que son lentos para responder y requieren una acción de control adicional del controlador y aquellos en los que los procesos están sujetos a frecuentes arranques. En cada caso, la acción derivativa produce más estabilidad que solamente la acción proporcional e integral. El control derivativo permite al

controlador responder más rápidamente y la posición del elemento e control final más rápidamente que es posible solamente que con las acciones de control proporcional e integral. En consecuencia hay menos exceso y menos oscilaciones en un sistema de control usado un control PID.



## 10. ERRORES EN INSTRUMENTACIÓN

Independientemente del tipo de proceso, las facilidades de la industria comparten un objetivo, el cual es asegurar que se tenga una alta calidad en el producto final. Por lo tanto, para alcanzar este objetivo se debe monitorear cuidadosamente y mantener propiamente un sistema de instrumentación, que es la clave para un buen control de proceso. Para que un bucle de instrumento realmente mantenga la variable controlada en el *set point*, el instrumento debe ser capaz de representar, controlar, indicar y responder al valor actual de la variable medida. Para lograr esto, los errores en la instrumentación se deben de evitar a lo más mínimo.

### 10.1. Definir el error de instrumento

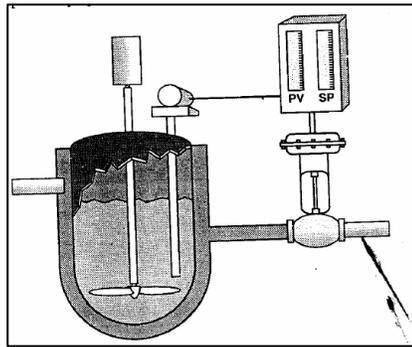
Un error en instrumentación es la diferencia entre el valor actual de la variable medida y el mismo valor de la variable indicado por el instrumento. Por ejemplo, si la temperatura actual del proceso es de 212 °F y la temperatura indicada es 210 °F, hay 2 °F de error en el instrumento. Algunos instrumentos tienen más error que otros. La cantidad aceptable de error varía según la demanda de la exactitud del sistema de proceso.

#### 10.1.1. Describir cómo un error del instrumento puede afectar negativamente en la operación de un proceso

En el sistema de lotes de este ejemplo, la temperatura es representada por un elemento sensor de temperatura localizado en el lote reactor. Un transmisor envía la señal que representa la variable medida, temperatura,

controlador de temperatura. El controlador comprara la variable medida al *set point* y posiciona la válvula para ajustar el flujo de vapor a la camisa del lote reactor. El rango de del transmisor es 100 – 200 grados Fahrenheit. Para el lote el *set point* de la temperatura es 150 °F. Si no hay errores en la instrumentación, la entrada y la salida del transmisor son el 50 por ciento, y la temperatura actual del lote sería 150 °F.

Figura 158. **Errores en los instrumentos**



Fuente: British universities. *Instrumentation Error, Instrumentation Basics*. p. 3.

Asumiendo que el transmisor no es exacto debido al error en la instrumentación. Con los mismos 150 °F en la señal de entrada, la salida del transmisor es el 60 por ciento, en lugar del 50 por ciento. El controlador detecta la diferencia entre la variable medida y el *set point* y baja la salida reduciendo el flujo de vapor a la camisa del reactor. El resultado es tal que después de un tiempo la temperatura del lote se acentúa a 140 °F, mientras que la temperatura indicada en el controlador es 150 °F. Como con el transmisor, los errores excesivos en cualquier parte de un bucle de instrumentos causarían indicaciones inexactas y darían lugar a un mal control de proceso.

### **10.1.2. Descripción de la función ideal en un gráfico de entrada/salida y la forma de una curva de calibración**

El control de la calibración es el principal medio utilizado para detectar errores de instrumentación. El control verifica la condición de operación del instrumento y responder a las señales del instrumento. Las señales de entrada para los controles de calibración son generalmente realizadas por las normas secundarias, como un calibrador de temperatura portátil. La señal de salida del instrumento es entonces medida con otro instrumento secundario estándar, como un miliamperímetro. La respuesta del instrumento es revisada a través de este rango.

El valor correspondiente de salida para cada valor de entrada es trazado en una gráfica. El resultado de la gráfica que resulta es llamada curva de calibración. Idealmente, la salida de un instrumento es linealmente proporcional a la salida, que es un diez por ciento a la entrada y un diez por ciento a la salida. Un treinta por ciento en la entrada resulta un treinta por ciento a la salida, así a lo largo del rango del instrumento.

Sin embargo, desde que la salida lineal es proporcional a la salida, la curva ideal de calibración, es improbable que ocurra en la práctica. Toda medición de instrumentos es parte de algunos grados de error. En parte, esto es debido al hecho de que las calibraciones, en la mayoría de las instalaciones, se realizan por el método de comparación. Los patrones secundarios, los cuales han sido calibrados a partir de patrones primarios, proveen las bases de comparación.

## **10.2. Características de los instrumentos de medición**

Cada instrumento tiene muchas características inherentes que determinan qué tan cerca se aproxima el instrumento al valor real de la variable de proceso. Los fabricantes de instrumentos generalmente refieren estas características en términos de un solo concepto: exactitud. La exactitud define el límite que el error no excederá cuando el dispositivo es utilizado bajo condiciones específicas de operación. Para llegar a este valor, el fabricante utiliza todos los errores que afectan al instrumento en su condición normal de operación. Así, cuando el estado de un fabricante tiene un rango de exactitud más o menos del uno por ciento del instrumento, significa que el combinar el efecto de todos los errores, es el instrumento no excedió el uno por ciento de la dirección comparada con la curva ideal de calibración.

### **10.2.1. Definir exactitud, banda muerta, histéresis, linealidad y repetibilidad en términos de errores de instrumentos**

Las características del instrumento que producen errores que afectan la exactitud de un instrumento son banda muerta, histéresis, linealidad y repetibilidad.

La banda muerta de un instrumento está estrechamente relacionada con la sensibilidad. La sensibilidad es el pequeño cambio en el valor de la variable medida a la cual el instrumento responderá. Una relativa sensibilidad del instrumento puede detectar cambios en minutos en una variable medida. Relativamente, los instrumentos insensibles requerirán largos cambios para responder. La banda muerta es el rango del valor a través del cual la entrada del instrumento varía sin iniciar cualquier respuesta observable. La banda

muerta es generalmente mucho mayor en instrumentos neumáticos que electrónicos debido a la naturaleza mecánica de detección neumática y elementos indicadores. La banda muerta se expresa generalmente como un porcentaje de la medición del instrumento.

Histéresis es otra característica que afecta adversamente la exactitud de un instrumento. Histéresis hace una diferencia entre las lecturas de expansión y reducción para una entrada dada. Otra vez, es más probable que esté presente en instrumentos neumáticos debido al efecto de la fricción, la holgura en los vínculos y los puntos de pivote, y la calidad inelástica de algunos elementos de detección. La histéresis generalmente se expresa como un porcentaje de medición de salida.

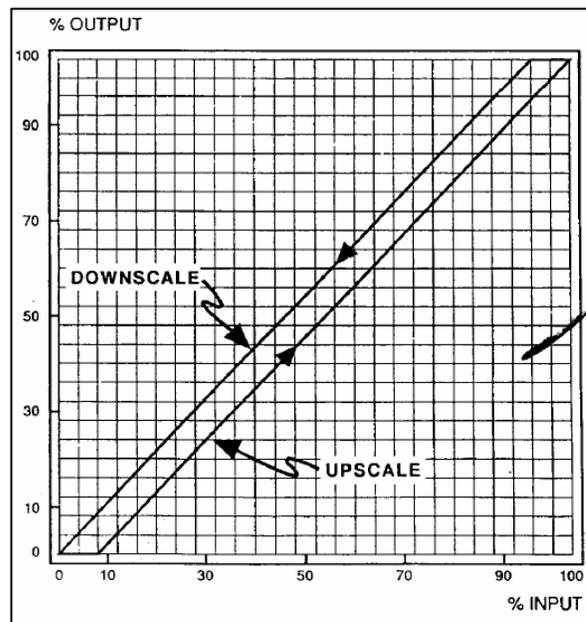
La linealidad es otra característica que afecta el total de exactitud de medición e indicación de instrumentos. Es la cercanía a la que la curva de calibración de un instrumento se aproxima a una línea recta. La linealidad se expresa tradicionalmente como un porcentaje de salida.

La repetibilidad es el grado de cercanía de mediciones consecutivas de un instrumento, en los valores de salida. Estas mediciones son tomadas para una entrada y son consideradas independientemente para expansión y reducción de lecturas. Por lo tanto, los errores son debidos a la banda muerta o histéresis que no afectarían a la repetibilidad de las mediciones del instrumento. La repetibilidad también se refiere a la precisión. Un instrumento es considerado "preciso" si puede producir consistentemente valores similares de salida para una entrada dada. Notar que precisión no es sinónimo de exactitud. Sin embargo histéresis, banda muerta y no linealidad pueden causar un instrumento preciso a ser considerado inexacto. La repetibilidad se expresa como un porcentaje de salida.

**10.2.2. Describir los efectos de banda muerta, histéresis, linealidad y repetibilidad en una curva de calibración ideal**

La forma como la banda muerta afecta la exactitud de un instrumento puede ser representada en una curva ideal de calibración. No se observa una respuesta de salida a la señal de entrada, la cual es incrementada sobre la escala de cero del valor, del rango de sensibilidad del instrumento. La salida se incrementará solamente de antes que haya sido alcanzado debajo de este valor. La escala hacia abajo tiene el mismo efecto, como la señal de entrada disminuye la escala hacia abajo del 100 por ciento, no cambia en la salida observada antes de que la entrada sea disminuida debajo del rango de la sensibilidad del instrumento.

Figura 159. **Banda muerta**

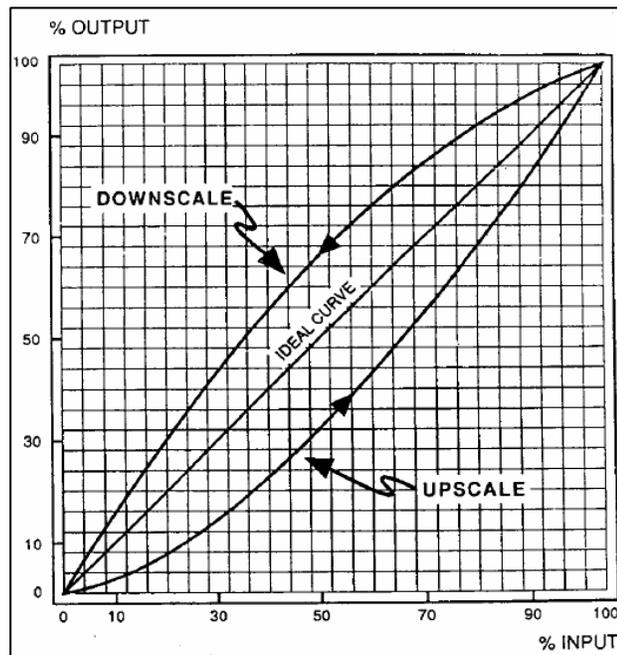


Fuente: British universities. *Instrumentation Error, Instrumentation Basics*. p. 7.

### 10.2.3. Histéresis

Los datos representados en la figura 160 se representan ilustraciones donde, debido a la histéresis, la detección del elemento tiende a retener su condición previa. En efecto, esto causa cambio en la señal de salida para ser o más baja o más alta que el cambio en la señal de entrada. El resultado es que la señal de salida es baja erróneamente. La respuesta del elemento de detección no alcanza la señal de entrada antes del extremo superior y de que el rango del extremo superior sea alcanzado. La histéresis causa un retraso al cambio en la señal de salida luego del cambio en la señal de entrada tal como la señal es reducida del 100 por ciento en la escala hacia abajo. En este caso, la señal de salida es erróneamente alta.

Figura 160. Histéresis

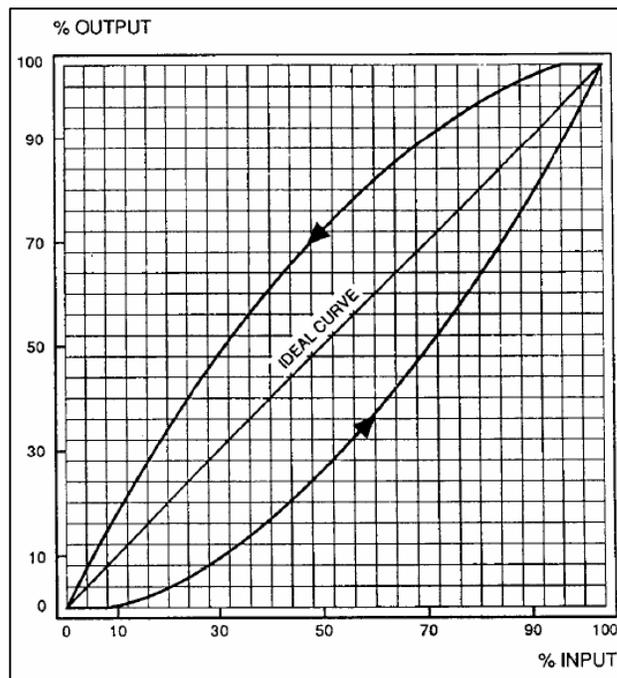


Fuente: British universities. *Instrumentation Error, Instrumentation Basics*. p. 8.

#### 10.2.4. Banda muerta e histéresis

Los efectos de la banda y la histéresis regularmente son combinados, en consecuencia, la calibración actual de la curva reflejan ambas bandas muertas y la histéresis como es ilustrada por este ejemplo. En los instrumentos electrónicos los efectos de la banda muerta e histéresis son mínimos.

Figura 161. **Banda muerta e histéresis**



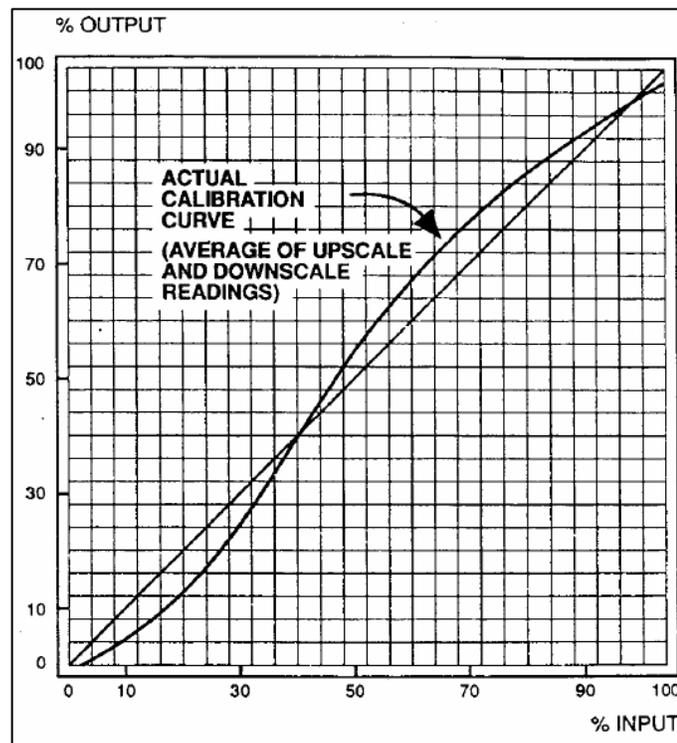
Fuente: British universities. *Instrumentation Error, Instrumentation Basics*. p. 9.

#### 10.2.5. Linealidad

Con el fin de ver el efecto de la variación de la linealidad en una curva de calibración ideal, es necesario graficar un promedio de la correspondencia de las lecturas escala arriba y escala abajo del instrumento correspondiente. El

“promedio” de la curva es graficada para permitir la observación de la linealidad, que es independiente del efecto de la banda muerta o la histéresis.

Figura 162. **Linealidad**



Fuente: British universities. *Instrumentation Error, Instrumentation Basics*. p. 10.

### 10.3. **Análisis de los errores de la instrumentación**

Muchos fabricantes de instrumentos proveen calificaciones de exactitud con sus instrumentos. Estas calificaciones regularmente contienen el término rango y medición. Rango es la región entre el valor más bajo y alto de los valores de las variables medidas para los que un instrumento es diseñado para medir, recibir o transmitir. Por ejemplo, rango puede ser expresado como 0 o

150 libras o 20 a 200 °F, o 4 a 20 mA. El lapso es 150 libras. Con un rango de -20 a 200 °F, el lapso es 220 °F. Con rango de 4 a 20 mA, el rango es 16 mA.

### **10.3.1. Explicar los cinco métodos típicos usados para describir el rango de exactitud**

Como se discutió anteriormente, los fabricantes usan el término exactitud para definir un límite de errores que no excederán cuando un instrumento está operando debidamente bajo condiciones específicas. La exactitud puede ser expresa usando un número de formas. Estas formas incluyen unidades de variables medidas, porcentajes de lapsos, porcentajes de rango de valores arriba, porcentaje de la escala de largo y porcentajes de la lectura actual.

La exactitud expresada en términos de unidades de variables medidas puede ser fijada como “la exactitud es más o menos 2 °F”. Como el porcentaje del lapso, la exactitud puede ser expresada como “más o menos 1 por ciento del lapso”. El porcentaje del valor superior del rango se basa en el valor numérico de la parte superior de la gama que indica. Por ejemplo, la exactitud de un instrumento con un rango de 1 a 500 psi, se basaría en un porcentaje de 500 libras.

### **10.3.2. Describir la relación entre exactitud y rangeabilidad**

Rechazo y rangeabilidad son factores que deben ser incluidos cuando se considera la exactitud de un instrumento. El rechazo es un taza de valores máximos medidos de una variable que un instrumento dentro del valor mínimo exacto declarado a la variable medida dentro la exactitud declarada. Por ejemplo, asumir un caudalímetro de 20 por ciento a 100 por ciento de la escala con una exactitud dada, que es la exactitud máxima de la tasa del flujo del 100

por ciento y su mínima exactitud para el flujo es el 20 por ciento. El rechazo para el caudalímetro es expresado como 100:20 o 5:1.

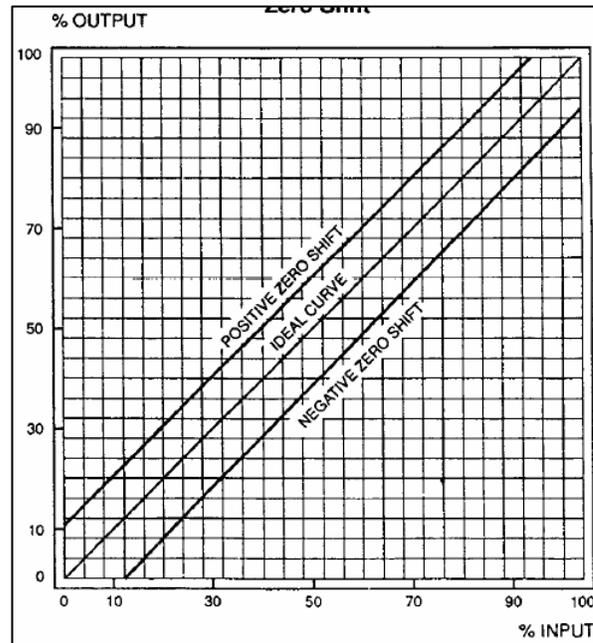
Rangeabilidad es una medida de cuánto el rango de un instrumento puede ser ajustado sin mayor modificación. Es la proporcional del rango de la máxima escala del instrumento a su mínima escala del rango. En otras palabras, la rangeabilidad provee la indicación de qué tan versátil es un instrumento en relación con el cambio del rango. Por ejemplo, se asume un instrumento en el cual a escala completa puede ser ajustada de un 33 por ciento a 100 por ciento de su capacidad. La rangeabilidad del instrumento es de 100:33 o de 3:1. Cuando se selecciona el instrumento para una aplicación, siempre se incluye un rechazo y una rangeabilidad en el análisis de sus respectivas calificaciones de exactitud.

### **10.3.3. Describir el desplazamiento de cero y explicar cómo se representa en una gráfica de entrada y salida**

Siendo capaz de determinar el efecto de los errores en los instrumentos, es esencial entender qué los causan. La mejor forma de adquirir esta habilidad es graficando los resultados de cinco puntos de revisión de calibración en una gráfica de entrada y salida, y analizar la curva que resulta de este ploteo.

En este ejemplo se asume que el efecto de la banda muerta y la histéresis son despreciables.

Figura 163. **Desplazamiento de cero**



Fuente: British universities. *Instrumentation Error, Instrumentation Basics*. p. 13.

#### 10.3.4. **Desplazamiento de cero**

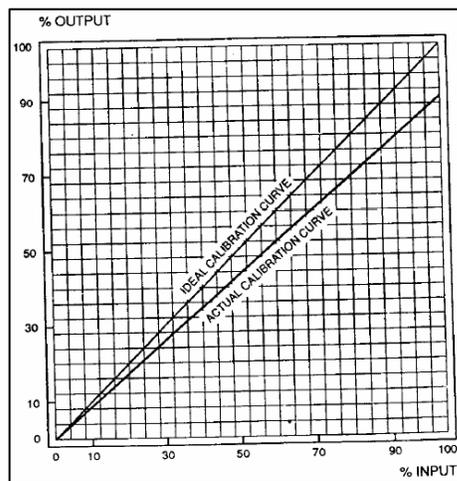
Es un tipo de error de instrumento que frecuentemente aparece en las curvas de calibración. Cuando el desplazamiento de cero está presente, todas las lecturas de salida son cualquiera de las dos, o muy consistentes, o no consistentes a través del rango completo con el cual es comparado la curva ideal. En una gráfica de entrada y salida, el desplazamiento de cero aparece como una línea que es paralela a la línea ideal. El desplazamiento de cero puede aparecer en cualquier de los dos, ya sea abajo o arriba de la línea ideal.

Muchos instrumentos pueden ser ajustados reduciendo el desplazamiento de cero. Con instrumentos neumáticos, un ajuste mecánico es usualmente

hecho para corregir el error. Muchos instrumentos análogos tienen potenciómetros que pueden ser ajustados para corregir el desplazamiento de cero.

El error de *spam* puede también ser detectado en una gráfica de salida o entrada. El error de *spam* es la diferencia entre el lapso actual del instrumento y el lapso ideal. Por ejemplo, si el instrumento está diseñado para abarcar de 4 a 20 mA, pero su rango actual es de 4 a 18 mA, el rango del instrumento tiene un error.

Figura 164. **Error de spam**



Fuente: British universities. *Instrumentation Error, Instrumentation Basics*. p. 14.

### 10.3.5. **Error de spam**

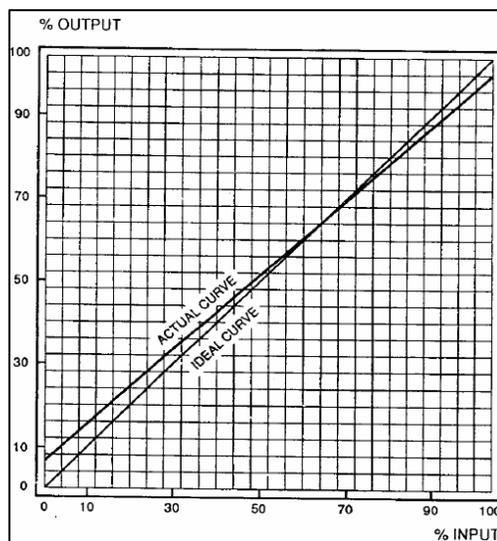
Aparece como una línea recta que está en un ángulo diferente de la línea ideal de la gráfica de salida. En este ejemplo del error de *spam*, un 100 por ciento del cambio en la entrada resulta en un 90 por ciento de la salida del

cambio. Entonces el error de *spam* de la ganancia del instrumento debe ser ajustado. Ganancia es la proporción del cambio en la salida al cambio en la entrada. En los instrumentos de electrónica análoga, la ganancia usualmente se ajusta con un potenciómetro. Con instrumentos neumáticos, el error de *spam* es corregido por ajuste mecánicos.

### 10.3.6. Definir la combinación de errores y explicar cómo son representados en una gráfica de salida contra entrada

Los instrumentos pueden ser combinados con desplazamiento de cero y el error de *spam*. Cuando ambos errores existen, el resultado de la curva de calibración no comienza en el origen de la curva ideal y no es paralela a la curva ideal. Un ejemplo de curva de calibración en la cual el desplazamiento de cero y el error de *spam* son combinados se muestra en la figura 165.

Figura 165. **Combinación del error de *spam* y desplazamiento de cero**



Fuente: British universities. *Instrumentation Error, Instrumentation Basics*. p. 15.

## **10.4. Análisis de errores de instrumentos**

La no linealidad es otro error que puede ser detectado en la curva de la calibración. En este ejemplo, la curva de calibración tiene ligeramente una forma de “S”. Solamente el 0, 50 y 100 por ciento tienen puntos aproximados a la curva ideal. La curva actual se desvía de la ideal entre estos puntos.

Las curvas de calibración pueden indicar desplazamiento de cero, error de lapso y no linealidad. La calibración revisa cómo son diseñados para revelar estos errores. La calibración de instrumentos los corregiría. Sin embargo, la no linealidad, la histéresis y la banda muerta regularmente causan problemas mecánicos como la fricción, unión o desgaste. Cuando una curva de calibración indica la presencia de estos errores, puede ser requerida una reparación.

### **10.4.1. Describir la importancia del montaje correcto de instrumentos de medición**

Además de los errores en los instrumentos, otros factores pueden afectar negativamente la operación de un bucle de instrumentación, estos factores son los errores interpretativos y la instalación impropia de algunos instrumentos. Por ejemplo, muchos instrumentos neumáticos son diseñados para ser montados en la posición recomendada por el fabricante. Si no se siguen las recomendaciones del fabricante se puede afectar negativamente a la precisión del instrumento. Los instrumentos electrónicos típicamente no son susceptibles a errores de inclinación o posición.

#### **10.4.2. Describir la posición del error y cómo preverlos**

Los errores de posición o inclinación son causados por montar un instrumento en otra posición diferente a la cual fue diseñado. Por ejemplo, si un instrumento está diseñado para ser montado en una posición vertical, el montaje en su lado puede afectar negativamente la salida. Se debe tomar en cuenta que así como es esencial para montar los instrumentos en la posición correcta, es esencial también calibrar el instrumento en la misma posición que está instalado. De no hacerlo, también puede causar errores de posición.

Los errores en la instalación pueden ser causados por la deformación mecánica del instrumento durante la instalación o cuando está siendo conectado.

Por ejemplo, si un instrumento fue montado en un conducto de tubería no alineada, la fuerza requerida para alinear la tubería pondría una tensión en el instrumento que afectaría negativamente en la exactitud del instrumento. Verificar que los sistemas de tuberías son soportados seguramente y alineados antes de instalar un instrumento en el sistema, para minimizar los errores de tensión. Las recomendaciones de los fabricantes para la posición de un instrumento deben ser seguidos cuando se instala o calibra cualquier instrumento.

#### **10.4.3. Definir el paralelismo y describir cómo prevenirlo**

Los errores en la interpretación generalmente son causados por una lectura impropia de la indicación de un instrumento. El paralelismo es la causa reconocida de tales errores. El paralelismo ocurre cuando la línea de visión hacia el puntero no es perpendicular a la escala. Un calibrador se usa para

tener diferentes lecturas dependiendo en el ángulo de la vista de la línea. Para minimizar el error de paralelismo, es necesario verificar la escala, que la escala del puntero esté correctamente alineada y que su línea de visión sea perpendicular a la escala.

#### **10.4.4. Interpretar la división y subdivisión de diferentes escalas de instrumentos**

Los errores en la interpretación también son causados por una interpretación errónea del valor de las subdivisiones en una escala. Cada subdivisión en una escala puede ser el valor preciso de la unidad de la variable medida o un valor más grande o pequeño que la unidad. Para asegurarse que el valor de la unidad no es mal interpretado, se debe verificar el valor de las subdivisiones en cada instrumento antes de intentar leer la escala.

En algunas circunstancias, las lecturas de los instrumentos son mal interpretados porque el puntero en la escala del instrumento no está apuntado directamente a la división o subdivisión en la escala. Cuando el puntero del calibrador cae entre las divisiones de escala, es necesario estimar la lectura correcta. Bajo la mayoría de circunstancias, la mejor estimación es una mitad del valor de las subdivisiones.

#### **10.4.5. Identificar la acción tomada si la posición del puntero es difícil de leer debido a la vibración o fluctuación**

Es difícil leer las indicaciones del instrumento si el puntero vibra o fluctúa, por lo tanto las vibraciones y fluctuaciones podrían causar un error en la interpretación. Se debe hacer un esfuerzo para reducir la fluctuación por el ajuste del instrumento con un dispositivo de amortiguación. Esto también es

esencial para seguir la guía de la configuración para su facilidad y cuando sea necesario interpretar la lectura con exactitud bajo ciertas circunstancias.

Las pantallas digitales no deben ser objetos de errores en la interpretación en comparación con las pantallas análogas, porque las pantallas digitales se pueden leer más fácilmente. Sin embargo, no es correcto asumir que las pantallas digitales son más exactas que las pantallas análogas. Regularmente, el sensor del mecanismo en un instrumento es igual al utilizado en un instrumento análogo.

Las recomendaciones del fabricante son específicas para cada instrumento. Cabe mencionar que el seguir las recomendaciones del fabricante, siempre permite la facilidad cuando se instala un instrumento.

## CONCLUSIONES

1. Se elaboró una guía de estudio para el curso de Instrumentación Eléctrica, siguiendo con la metodología que consistió en desarrollar la teoría, proponer ejercicios y desarrollar su solución. Con esto se garantiza que el estudiante mejore sus fuentes de consulta y que el contenido estudiado en el curso sea actualizado.
2. Los circuitos que se presentan en los diferentes capítulos del desarrollo del trabajo de investigación responden a los objetivos del curso y el software recomendado es Multisim.
3. Este grupo de circuitos que son el puente de Wheatstone, puente de Kelvin, entre otros, se plantean en una simulación en el software de Multisim, para comprender el funcionamiento de los mismos.
4. Para realizar el estudio de la instrumentación eléctrica es necesario tomar en cuenta varios aspectos, como el conocimiento de los errores en la instrumentación, comprender el funcionamiento de los circuitos puente y la aplicación de la instrumentación a los sistemas de control, entre otros.
5. Para profundizar los contenidos de los distintos temas se proponen ejercicios de conceptualización y simulación.
6. La aplicación de los circuitos puente es cambiar de un nivel de voltaje a otro y esta se hace necesaria para que las mediciones sean realizadas

con exactitud, lo cual proporciona un método exacto de medición de valores de resistencia, inductancia y capacitancia.

7. Entre los campos de aplicación de la instrumentación eléctrica están los sistemas de control. El papel que desempeña la instrumentación se basa en la realimentación, la cual, dependiendo del sistema de control, se encargará de comparar el valor de salida con un parámetro.
8. Se entiende por error a la diferencia entre la medición correcta y la obtenida, y se aplica en sistemas de control para mejorar la precisión y exactitud del proceso.

## RECOMENDACIONES

1. Tomar en cuenta los parámetros internos del programa para cada dispositivo empleando en el presente trabajo, para que, al aplicar el otro software, los dispositivos simulados tengan los mismos resultados al presente informe.
2. Enfocar en temas no solo del ámbito industrial, sino otras aplicaciones como la física, medicina, biología, entre otros.
3. Antes de comenzar el análisis de cualquier circuito en software se debe tomar en cuenta la teoría, analizarla y aplicarla; ya que, partiendo de estos conocimientos, la simulación los ejercicios no solamente servirá para comprobar resultados, sino para buscar su aplicación.
4. Los circuitos puente y de amplificadores utilizados en la instrumentación no son partes independientes, sino dos estudios que se complementan y que buscan aplicación a procesos más complejos. Sin embargo, para entenderlos se hace necesario realizar su estudio por partes y en el transcurso del desarrollo de aplicaciones, complementarlos.
5. Los sistemas de control son procesos que a lo largo de sus estudio conllevan muchos factores, como el error. Para tratar de minimizarlo se debe aplicar la instrumentación eléctrica, para que sirva como una realimentación que, dependiendo de la entrada, sirva para activar otro proceso que mejore la salida.



## BIBLIOGRAFÍA

1. British universities. *Feedback Control, Instrumentation Basics, Instrument Technology Training Program*. London: Instructor Guide, 1991. 28 p.
2. \_\_\_\_\_. *Instrumentation Error, Instrumentation Basics, Instrument Technology Training Program*. London: Workbook, 1991. 24 p.
3. \_\_\_\_\_. *Process Control Modes, Instrumentation Basics, Instrument Technology Training Program*. London: Workbook, 1991. 29 p.
4. COOPER, William. *Instrumentación electrónica moderna y técnicas de medición*. México: Prentice Hall, 1991. 450 p.
5. COUGHLIN, Robert. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. 5a ed. México: Prentice Hall, 1999. 519 p.
6. FIORE, James. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. España: Thomson, 2002. 605 p.
7. MORRIS, Alan. *Principios de mediciones e instrumentación*. México: Pearson Educación, 2002. 221 p.



# ANEXOS

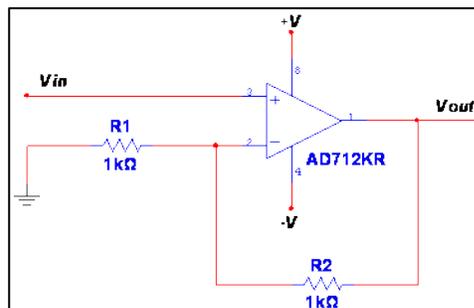
## Anexo 1. Multisim

Multisim es un entorno de simulación SPICE estándar en la industria. Es el principio básico de la solución para la enseñanza de circuitos para construir experiencia a través de la aplicación práctica del diseño, generación de prototipos y pruebas de circuitos eléctricos. El enfoque de diseño de Multisim le ayuda a reducir las iteraciones de prototipos y a optimizar los diseños de tarjetas de circuito impreso (PCB) al inicio del proceso.

### 1. Diseño

La figura 1 muestra el circuito amplificador no inversor que usted construirá en este ejercicio. Consiste de un componente activo (amplificador operacional) y dos componentes pasivos (resistores) que completan la red de retroalimentación que provee la ganancia.

Figura 1. Amplificador no inversor



Continuación del anexo 1.

La ganancia ( $G$ ) de este amplificador está dada por la siguiente expresión:

$$G = 1 + (R1/R2)$$

Por lo tanto si tenemos que  $R1=R2$ , entonces la ganancia es igual a 2.

## 2. Implementación

### Ejecutando Multisim

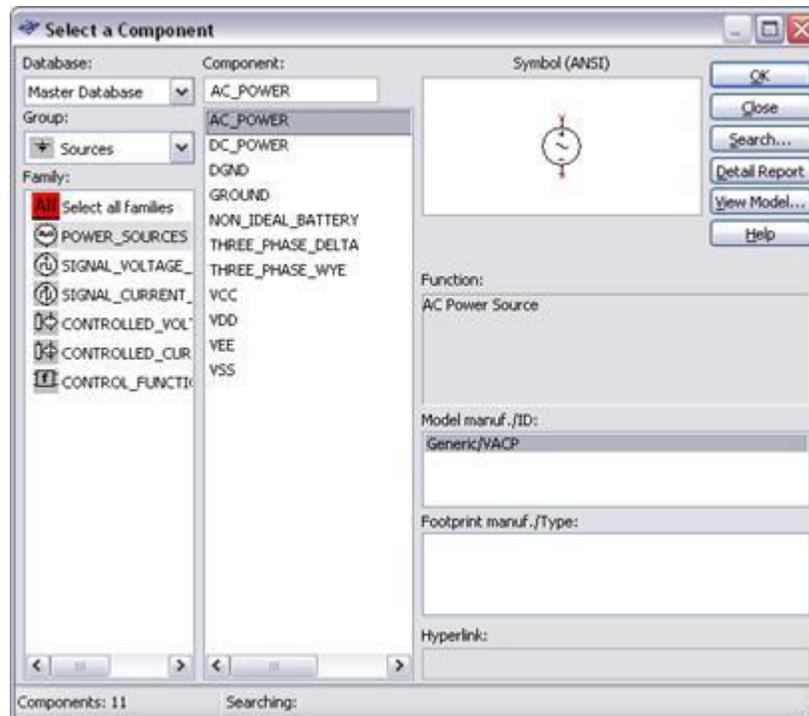
1. Inicie Multisim. Si Multisim no está abierto seleccione Programas»National Instruments»Circuit Design Suite 10.1»Multisim 10.1. Multisim abre y presenta de manera automática el archivo Circuit1. La interfaz gráfica de usuario de Multisim es muy intuitiva y permite rápido acceso a las funciones comúnmente más utilizadas.

### Selección de Componentes

2. Utilice el Component Browser (Buscador de Componentes) para seleccionar los componentes requeridos
3. Seleccione Place»Component. La ventana de diálogo Select a Component (también conocida como Component Browser) aparece (Figura 2).

Continuación del anexo 1.

Figura 2. **Component Browser**



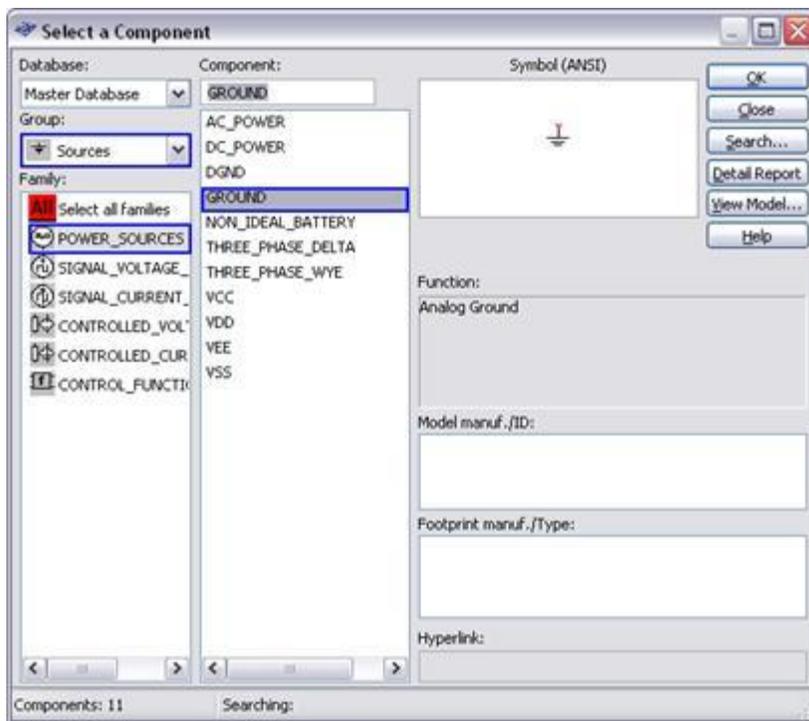
El Component Browser organiza los componentes de la base de datos en tres niveles. La Master Database (Base de Datos Maestra) contiene todos los componentes incluidos dentro de Multisim. La Corporate Database (Base de Datos Corporativa) es una base de datos donde se pueden guardar componentes que requieren ser compartidos con otras personas (por ejemplo, vía red). Finalmente, la User Database (Base de Datos de Usuario) es el lugar donde se pueden guardar componentes personalizados que solo pueden ser utilizados por el diseñador en específico.

Continuación del anexo 1.

Note también que los componentes están organizados en Grupos y Familias lo cual hace que la búsqueda de un componente en particular sea más fácil.

4. Para colocar una referencia de tierra seleccione el Grupo Sources, y de un clic en la Familia POWER\_SOURCES.
5. Bajo la columna Component seleccione GROUND (ver Figura 3).

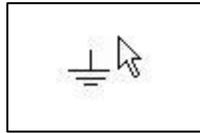
Figura 3. **Seleccionando un componente**



6. De clic en el botón OK. El Component Browser desaparece temporalmente y el símbolo de tierra estará fijo al puntero del mouse como se muestra en la siguiente figura:

Continuación del anexo 1.

Figura 4. **Colocando un componente**



7. Mueva el mouse a un lugar apropiado en el diagrama y de un clic para colocar el componente. El Component Browser aparecerá de nuevo.
8. Repita este proceso para agregar otro componente GROUND.
9. En el mismo Grupo y Familia ahora seleccione el componente DC\_POWER.
10. Clic OK para colocar el componente.
11. Repita el mismo proceso para colocar un segundo componente DC\_POWER.

Para que la simulación se ejecute en Multisim es requisito tener al menos una referencia de tierra y una fuente de poder en el diagrama.

12. Seleccione ahora el Grupo Basic, Familia RESISTOR.
13. En el campo Component escriba 1k para seleccionar un resistor de 1 kW.
14. Clic OK. Antes de colocar componentes usted puede rotarlos oprimiendo la combinación de teclas <Ctrl+R>.
15. Coloque otro resistor de 1 kW.

Conexión de los Componentes

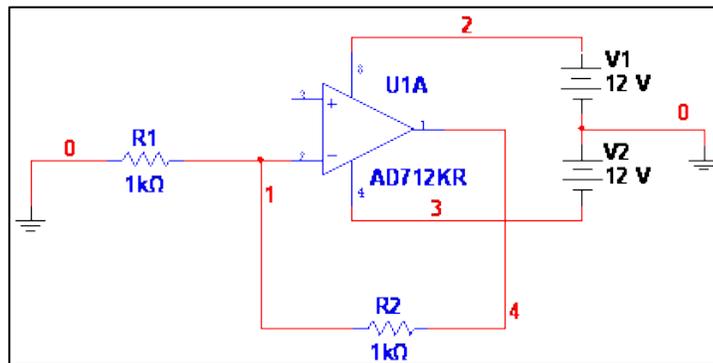
En los siguientes pasos se conectarán los componentes previamente seleccionados.

16. Realice las conexiones de los componentes.

Continuación del anexo 1.

17. Para realizar una conexión, mueva el puntero del mouse cerca a la terminal de un componente. El puntero del mouse cambia a la forma de una cruz. De un clic y mueva el mouse para iniciar una conexión.
18. De un clic en la terminal destino. Multisim creará automáticamente la conexión entre las dos terminales.
19. Termine de realizar las conexiones del circuito haciendo referencia a la figura 7.

Figura 7. **Conexión de los componentes**



Los números que se observan sobre las conexiones son los nombres que Multisim le asigna a cada nodo (Net). Multisim realiza esta asignación de manera secuencial al ir conectado el circuito, por lo que no se preocupe si los nombres utilizados en la Figura 7 son distintos a los de su circuito. El nodo 0 es siempre asignado a las referencias de tierra.

Instrumentos Virtuales

Continuación del anexo 1.

Multisim contiene instrumentos virtuales que usted puede utilizar para controlar, medir e investigar el comportamiento de un circuito. Estos instrumentos se configuran y utilizan igual que los instrumentos reales equivalentes utilizados en el laboratorio.

Los instrumentos están agrupados en una barra en la parte derecha de la ventana de la aplicación. Dependiendo de su versión de Multisim usted podría tener hasta 22 instrumentos. La Figura 8 muestra la Barra de Instrumentos.

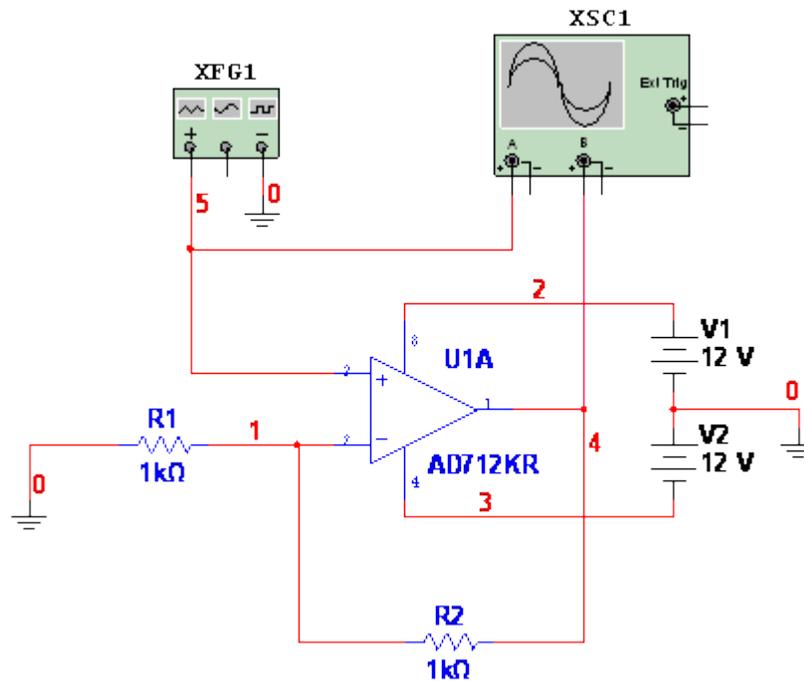
Figura 8. **Barra de instrumentos**



25. Coloque y configure un Generador de Señales y un Osciloscopio en el diagrama.
26. De la barra de Instrumentos seleccione el Generador de Funciones (Function Generator) y colóquelo en el circuito.
27. De igual manera selecciones el Osciloscopio (Oscilloscope) y colóquelo en el circuito.
28. Conecte ambos instrumentos como se muestra en la Figura 9.

Continuación del anexo 1.

Figura 9. **Utilizando Instrumentos Virtuales**



29. De doble clic sobre el Generador de Funciones para abrir su panel frontal.
30. Configure el Generador de Funciones como se muestra en la Figura 10.
31. Cierre el panel del Generador de Funciones.

Continuación del anexo 1.

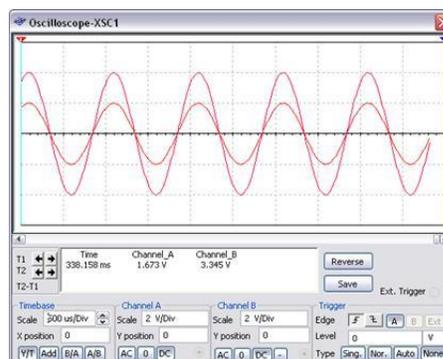
Figura 10. **Panel frontal del generador de funciones**



### Simulación

32. Ejecute la simulación para verificar el funcionamiento del circuito.
33. Seleccione Simulate»Run.
34. De doble clic en el Osciloscopio para abrir su panel frontal.
35. Ajuste los controles del Osciloscopio de acuerdo a la Figura 11. Inicialmente, el Osciloscopio tendrá un fondo de pantalla negro, presione el botón Reverse para cambiar a un fondo de pantalla blanco.

Figura 11. **Panel frontal del osciloscopio**

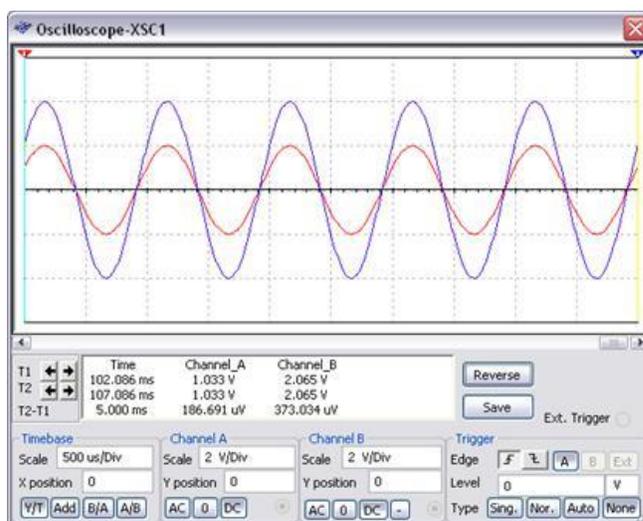


Continuación del anexo 1.

Como puede ver, el Osciloscopio despliega las señales de entrada y salida del circuito. Para diferenciar ambas señales de una mejor manera cambie el color del trazo de la señal de salida. Siga los pasos siguientes:

36. Cierre el Osciloscopio y detenga la simulación (Simulate»Stop).
37. De clic derecho sobre la conexión que conecta el canal B del Osciloscopio con la terminal 1 del componente AD712KR.
38. Seleccione Color Segment
39. En la venta Colors seleccione un color azul.
40. Clic OK. El color de la conexión cambiará.
41. Nuevamente abra el panel frontal del Osciloscopio y ejecute la simulación. Observe la diferencia en el color de los trazos de entrada y salida (Figura 12).
42. Detenga la simulación.

Figura 12. **Señales de entrada y salida del circuito amplificador**



Fuente: British universities. *Feedback control, instrumentation basics*. p. 10.

