



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

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA Y  
HUMEDAD UTILIZANDO LABVIEW Y MULTIDRIVE**

**Luis Andrés De León De León**

Asesorado por el Ing. Marco Antonio Mendoza Leonardo.

Guatemala, junio de 2010

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA Y  
HUMEDAD UTILIZANDO LABVIEW Y MULTIDRIVE**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

PRESENTADO A LA JUNTA DIRECTIVA DE LA  
FACULTAD DE INGENIERÍA

POR:

**LUIS ANDRÉS DE LEÓN DE LEÓN**

ASESORADO POR EL ING. MARCO ANTONIO MENDOZA LEONARDO

AL CONFERÍRSELE EL TÍTULO DE

**INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA**

GUATEMALA, JUNIO DE 2010

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA  
FACULTAD DE INGENIERÍA



**NÓMINA DE JUNTA DIRECTIVA**

DECANO	Ing. Murphy Olympto Paiz Recinos
VOCAL I	Inga. Glenda Patricia García Soria
VOCAL II	Inga. Alba Maritza Guerrero de López
VOCAL III	Ing. Miguel Ángel Dávila Calderón
VOCAL IV	Br. Luis Pedro Ortíz de León
VOCAL V	Br. José Alfredo Ortíz Herincx
SECRETARIA	Inga. Marcia Ivónne Véliz Vargas

**TRIBUNAL QUE PRACTICÓ EL EXAMEN GENERAL PRIVADO**

DECANO	Ing. Murphy Olympto Paiz Recinos
EXAMINADOR	Ing. Otto Fernando Andrino González
EXAMINADOR	Ing. Hugo Leonel Ramírez Ortiz
EXAMINADOR	Ing. Francisco Javier González López
SECRETARIA	Inga. Marcia Ivónne Véliz Vargas

## **HONORABLE TRIBUNAL EXAMINADOR**

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

### **DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA Y HUMEDAD UTILIZANDO LABVIEW Y MULTIDRIVE,**

tema que me fuera asignado por la Dirección de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, 22 de julio del 2009.

Luis Andrés De León De León.

Guatemala Enero del 2009.

Ing. Mario Renato Escobedo Martínez  
Director de escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica  
Facultad de Ingeniería  
Universidad de San Carlos de Guatemala

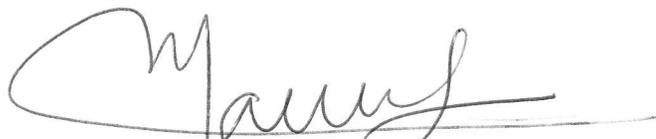
Estimado Ingeniero Escobedo:

De manera cordial me dirijo a usted con el propósito de comunicarle que he asesorado y terminado de revisar el trabajo de graduación titulado "**DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA Y HUMEDAD UTILIZANDO LABVIEW Y MULTIDRIVE**", desarrollado por el estudiante Luis Andrés De León De León, con numero de carné 199911710.

El trabajo presentado por el estudiante, ha sido desarrollado cumpliendo con los requisitos reglamentarios, habiendo consultado la bibliografía recomendada y siguiendo las recomendaciones de la asesoría, en tal virtud considero que el trabajo ha cubierto los objetivos del estudio planteado, habiendo proyectado criterios de ingeniería en su desarrollo.

En tal sentido me permito informarle que encuentro satisfactorio el trabajo realizado y lo remito a usted para los tramites respectivos.

Sin otro particular me suscribo de usted, atentamente,



Marco Antonio Mendoza Leonardo  
Ingeniero Eléctrico  
Colegiado No. 5554  
ASESOR



Ref. EIME 11.2010  
Guatemala, 18 de FEBRERO 2010.

Señor Director  
Ing. Guillermo Antonio Puente Romero  
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica  
Facultad de Ingeniería, USAC.

Señor Director:

Me permito dar aprobación al trabajo de Graduación titulado:  
**“DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA Y  
HUMEDAD UTILIZANDO LABVIEW Y MULTIDRIVE”** del  
estudiante **Luis Andrés De León De León**, que cumple con los  
requisitos establecidos para tal fin.

Sin otro particular, aprovecho la oportunidad para saludarle.

Atentamente,  
**ID Y ENSEÑAD A TODOS**

  
Ing. Otto Fernando Andriño González  
Coordinador del Área de Potencia



OFAG/sro



REF. EIME 13. 2010.

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 Andrés De León De León titulado: “DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA Y HUMEDAD UTILIZANDO LABVIEW Y MULTIDRIVE”, procede a la autorización del mismo.

  
Ing. Guillermo Antonio Puente Romero

GUATEMALA, 23 DE ABRIL 2,010.





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: **DISEÑO DE UN SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA Y HUMEDAD UTILIZANDO LABVIEW Y MULTIDRIVE**, presentado por el estudiante universitario **Luis Andrés De León De León**, autoriza la impresión del mismo.

IMPRÍMASE.

Ing. Murphy Olimpo Paiz Recinos  
DECANO



Guatemala, junio de 2010

/gdech

## **ACTO QUE DEDICO A:**

### **DIOS**

Porque no bastando con el simple y a la vez espectacular hecho de vivir, me ha concedido también la gracia de poder alcanzar esta meta.

### **MIS PADRES**

Luis Andrés De León Estrada y Cleotilde De León Rosales, por su confianza en mí y por su ejemplo de constancia, perseverancia, determinación y fe.

### **MIS HERMANOS**

Alexander Ottoniel y Yesenia Marisol, por su cariño, apoyo, ejemplo y hermandad que me han comprometido y animado a alcanzar este logro.

### **MIS ABUELOS**

Por sus palabras tiernas, sabias y acertadas, puesto que ellas me han inspirado.

### **FAMILIARES Y AMIGOS**

Que por su amistad, apoyo y cariño sincero hacen este logro también de ustedes.

## **AGRADECIMIENTOS A:**

**DIOS** Por iluminar mi mente y fortalecer mi corazón en cada instante a lo largo de mi carrera.

**MIS PADRES** Luis Andrés De León De León y Cleotilde De León Rosales, por su apoyo en todo el sentido de la palabra constante e incondicional, les estaré eternamente agradecido.

### **FAMILIARES Y AMIGOS**

Por sus consejos y palabras de aliento en cada momento.

### **UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA**

En particular a la Facultad de Ingeniería, por la excelente formación académica.

**MI ASESOR** Por su honorable colaboración en la asesoría del presente trabajo de graduación.

## ÍNDICE GENERAL

<b>ÍNDICE DE ILUSTRACIONES</b>	VII
<b>GLOSARIO</b>	XIII
<b>RESUMEN</b>	XVII
<b>OBJETIVOS</b>	XIX
<b>INTRODUCCIÓN</b>	XXI
<b>1. SISTEMAS DE CONTROL</b>	<b>1</b>
1.1 Introducción	1
1.1.1. Componentes básicos de un sistema de control	1
1.1.2. Aplicaciones de sistemas de control	2
1.1.3. Sistemas de control en lazo abierto	4
1.1.4. Sistemas de control en lazo cerrado	4
1.1.5. Retroalimentación y sus efectos	5
1.1.5.1. Efecto de la retroalimentación en la ganancia global	6
1.1.5.2. Efecto de la retroalimentación en la estabilidad	6
1.1.5.3. Efecto de la retroalimentación en la sensibilidad	7
1.1.5.4. Efecto de la retroalimentación sobre perturbaciones externas	8
1.2. Análisis de sistemas de control en el dominio del tiempo	10
1.2.1. Señales de prueba para obtener la respuesta en el tiempo de sistemas de control	11
1.2.2. Error en estado estable	12
1.2.2.1. Error en estado estable de sistemas de control lineales en tiempo continuo	13
1.2.2.2. Tipos de sistemas de control con respecto a sistemas con retroalimentación unitaria	14
1.2.2.3. Efecto de la entrada escalón unitario en el error de estado estable	15

1.2.3. Respuesta al escalón unitario y especificaciones en el dominio del tiempo	18
1.2.4. Respuesta transitoria de un sistema prototipo de segundo orden	20
1.2.4.1. Factor de amortiguamiento relativo y factor de amortiguamiento	21
1.2.4.2. Frecuencia natural no amortiguada	23
1.2.4.3. Sobrepaso máximo, tiempo de retardo, tiempo de levantamiento y tiempo de asentamiento	27
1.2.5. Propiedades en el dominio del tiempo de sistemas en tiempo discreto	33
1.2.5.1. Funciones de transferencia de sistemas en tiempo discreto	33
1.2.5.2. Respuesta en el tiempo de sistemas de control en tiempo discreto	36
1.3. Análisis de sistemas de control en el dominio de la frecuencia	39
1.3.1. Correlación entre el análisis en el dominio de la frecuencia y el análisis en el dominio de la frecuencia	40
1.4. Diseño de sistemas de control	43
1.4.1. Especificaciones de diseño	44
1.4.2. Configuración del controlador	44
1.4.3. Principios fundamentales de diseño	46
1.4.4. Diseño del controlador PID	47
<b>2. COMPONENTES DEL SISTEMA DE CONTROL</b>	<b>49</b>
2.1. Controlador	52
2.1.1. Multidrive como variador de frecuencia	54
2.1.1.1. Inversores	55
2.1.1.1.1. Inversores de modulación de ancho de pulso MAP (PWM en inglés)	55

2.1.1.2. Escogencia de modelos de voltaje y frecuencia	63
2.2. Actuación	66
2.2.1. Resistencia eléctrica	67
2.2.2. Electroválvulas	70
2.3. Proceso	71
2.3.1. Ventilación	72
2.3.1.1. Ventilador centrífugo	72
2.3.1.1.1. Curvas características	72
2.3.2. Mezcla de gases ideales sin reacción	77
2.3.2.1. Relación presión, volumen específico y temperatura para mezclas de gases ideales	77
2.3.2.1.1. Procesos de acondicionamiento de aire	81
2.3.2.1.1.1. Calentamiento con humidificación	81
2.4. Medición	83
2.4.1. Sensor de temperatura	83
2.4.2. Sensor de humedad relativa	85
2.5. Perturbación	86
2.5.1 Debido a la variación en el caudal del aire	86
2.5.2. Debido a la variación de la humedad relativa del flujo de aire	87
<b>3. HERRAMIENTAS DE SOFTWARE</b>	<b>89</b>
3.1. Instrumentación virtual	89
3.1.1. Definición	90
3.1.2. Arquitectura de un instrumento virtual	91
3.1.3. Instrumentación virtual en el proceso ingenieril	92
3.2. Labview	92
3.2.1. Paquete de herramientas para identificar sistemas ( <i>system                     identification toolkit</i> )	93
3.2.2. Paquete de herramientas para diseño de control y simulación	

<i>(control design and simulation toolkit)</i>	94
3.3. OPC	95
3.3.1. Configuración del servidor OPC	97
3.3.2. configuración del cliente OPC	97
<b>4. DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA Y HUMEDAD, POR MEDIO DE INSTRUMENTOS VIRTUALES</b>	101
4.1. Instrumento virtual “Señal de estímulo”	101
4.1.1. Panel frontal	102
4.1.2. Diagrama de bloques	102
4.2. Instrumento virtual “Configuración estímulo respuesta”	102
4.2.1. Panel frontal	103
4.2.2. Diagrama de bloques	105
4.3. Instrumento virtual “Estimación del modelo”	106
4.3.1. Panel frontal	106
4.3.2. Diagrama de bloques	107
4.4. Instrumento virtual “Diseño del controlador”	107
4.4.1. Panel frontal	107
4.4.2. Diagrama de bloques	111
4.5. Instrumento virtual “Simulación”	112
4.5.1. Panel frontal	115
4.5.2. Diagrama de bloques	115
<b>5. ANÁLISIS CON INSTRUMENTOS VIRTUALES SOBRE LOS MÉTODOS DE REGULACIÓN DE CAUDAL, UTILIZADOS EN VENTILACIÓN</b>	127
5.1. Instrumento virtual “Linealización señal muestreada”	127
5.1.1. Panel frontal	128
5.1.2. Diagrama de bloques	129
5.2. Instrumento virtual “Modelación”	129

5.2.1. Panel frontal	133
5.2.2. Diagrama de bloques	133
5.3. Instrumento virtual “Operador”	136
5.3.1. Panel frontal	136
5.3.2. Diagrama de bloques	136
5.4. Instrumento virtual “Análisis psicrometrico”	139
5.4.1. Panel frontal	139
5.4.2. Diagrama de bloques	140
5.5. Instrumento virtual “Relación potencia vs. capacidad”	142
5.5.1. Panel frontal	143
5.5.2. Diagrama de bloques	144
<b>CONCLUSIONES</b>	149
<b>RECOMENDACIONES</b>	151
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	153



## ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

### FIGURAS

1. Componentes básicos de un sistema de control	2
2. Objetivos y resultados del sistema de control de temperatura y humedad	2
3. Sistema de control de temperatura y humedad relativa	3
4. Lazo abierto de control de humedad relativa y caudal de aire	4
5. Lazo cerrado de control de temperatura	5
6. Sistema retroalimentado	6
7. Sistema retroalimentado con una señal de ruido	9
8. Entrada función escalón	12
9. Sistema de control con retroalimentación no unitaria	14
10. Sistema con retroalimentación unitaria	14
11. Error en estado estable típico, debido a una entrada escalón	16
12. Respuesta típica al escalón unitario de un sistema de control	18
13. Sistema de control prototipo de segundo orden	20
14. Respuesta al escalón unitario del sistema prototipo de segundo orden con varios factores de amortiguamiento relativo	22
15. Relación entre las raíces de la ecuación característica del sistema prototipo de segundo orden y $\zeta$ , $\omega$ , $\alpha$ y $\omega_n$	24
16. Lugar geométrico de las raíces de la ecuación característica del sistema prototipo de segundo orden, cuando $\omega_n = \text{cte}$ y $\zeta$ varía desde $-\infty$ hasta $+\infty$	26
17. Comparación de la respuesta al escalón para varios sitios del lugar geométrico de las raíces en el plano $s$	27
18. Respuesta al escalón unitario que ilustra que el máximo y mínimo ocurren en intervalos periódicos	29
19. Porcentaje de sobrepaso como una función del factor de amortiguamiento	

relativo para la respuesta al escalón del sistema prototipo de segundo orden	30
20. Tiempo de asentamiento de la respuesta al escalón unitario	32
21. Diagrama de bloques de un sistema de control en tiempo discreto típico	34
22. Muestreador y retén	34
23. (a) Señal de entrada al muestreador ideal. (b) Señal de salida de muestreador ideal. (c) Señal de salida del ZOH	35
24. Comparación de las respuestas al escalón unitario de sistemas en tiempo discreto y continuo	36
25. Trayectorias de las raíces de un sistema de control de segundo orden en tiempo discreto cuando el período de muestreo $T$ varía	37
26. a) Respuestas transitorias correspondientes a la localización de varios polos en el plano “s” (sólo polos complejos conjugados). b) Secuencia de respuesta transitoria correspondiente a la localización de varios polos en el plano “z”	38
27. Correlación entre la localización de polos, la respuesta al escalón unitario, y la magnitud de la respuesta en frecuencia	42
28. Ancho de banda en función del factor de amortiguamiento relativo para un sistema de segundo orden	43
29. Compensación en serie o cascada	45
30. Prototipo. (a) Vista frontal, (b) Vista trasera, (c) Vista lateral derecha y (d) Vista lateral izquierda	50
31. Elementos que componen el sistema de control	52
32. Ejemplo de un macro o plantilla del variador Multidrive	53
33. Onda senoidal y onda modulada equivalente	56
34. Esquema básico de un inversor	56
35. (a) Transistores T1 y T4 activados, (b) Transistores T3 y T2 activados	57
36. Comparadores	58
37. Voltajes $V_u(t)$ y $V_v(t)$ en el circuito básico de un inversor	59

38. Tensiones $V_x(t)$ y $V_y(t)$	59
39. Gráficos para las señales $V_u(t)$ , $V_v(t)$ , $V_x(t)$ , $V_y(t)$ y la diferencia entre $V_v(t)$ y $V_u(t)$ cuando el voltaje de entrada es cero	60
40. Gráficos para las señales $V_u(t)$ , $V_v(t)$ , $V_x(t)$ , $V_y(t)$ y la diferencia entre $V_v(t)$ y $V_u(t)$ cuando el voltaje de entrada difiere de cero	61
41. Gráficos para las señales $V_u(t)$ , $V_v(t)$ , $V_x(t)$ , $V_y(t)$ y la diferencia entre $V_v(t)$ y $V_u(t)$ cuando el voltaje de entrada varia senoidalmente	62
42. Ondas moduladas (a) frecuencia diferente y (b) voltaje diferente	63
43. (a) modelo de uso general de voltaje contra frecuencia constante, (b) modelo de voltaje contra frecuencia casi constante para pares de arranque pesados y (c) modelo de voltaje contra frecuencia para pares de arranque livianos pero con cargas que varían al cuadrado de la velocidad. Cada modelo con su respectivo gráfico de par velocidad	65
44. Resistencia eléctrica tubular aleteada	68
45. (a) Componente y (b) Circuito electrónico que modula la señal actuante de 4-20mA	69
46. Electroválvulas	70
47. Ventilador centrífugo con paletas curvadas hacia atrás	73
48. Curvas características estáticas del ventilador y del sistema	73
49. Curvas características estáticas y dinámicas del ventilador y del sistema	74
50. Características del ventilador con (a) control por damper a la salida, (b) control con damper a la entrada y (c) control por velocidad variable	75
51. Leyes de los ventiladores	76
52. Representación esquemática de la ley de Dalton de las presiones aditivas	77
53. Representación esquemática de la ley Amagat de los volúmenes aditivos	78

54. Variación en presión y temperatura que contiene un vapor	79
55. Diagrama Ts para el vapor de agua en aire atmosférico	80
56. Esquema y diagrama del método de calentamiento con humidificación	82
57. Arquitectura Física de un RTD	83
58. Curva de resistencia contra temperatura para una RTD de platino de 100Ω, a=0.00385	85
59. Sensor de temperatura	85
60. Sensor de humedad relativa	86
61. Arquitectura de un instrumento virtual	95
62. Evolución del proceso ingenieril	95
63. Panel frontal y Diagrama de bloques	96
64. Configuración del servidor OPC	98
65. Configuración del cliente OPC	99
66. Ligando la variable compartida con los parámetros cargados al OPC	100
67. Panel frontal de “señal de estímulo.vi”	102
68. Diagrama de bloques de “señal de estímulo.vi”	103
69. Panel frontal de “Configuración estímulo respuesta.vi”	104
70. Diagrama de bloques de “Configuración estímulo respuesta.vi”	105
71. Panel frontal de “Estimación del modelo.vi”	108
72. Diagrama de bloques de “Estimación del modelo.vi”	109
73. Panel frontal de “Diseño del controlador.vi”	113
74. Diagrama de bloques de “ Diseño del controlador.vi”	114
75. Subsistema emulador del algoritmo de control PID	116
76. Panel frontal de “Simulación.vi”	117
77. Diagrama de bloques de “Simulación.vi”	118
78. Señal de estímulo	119
79. Panel frontal de “linealización señal muestreada.vi”	128
80. Diagrama de bloques de “linealización señal muestreada.vi”	130
81. Panel frontal de “modelación.vi”	132

82. Diagrama de bloques de “modelación.vi”	134
83. Panel frontal de “Operador.vi”	136
84. Diagrama de bloques de “Operador.vi”	138
85. Panel frontal de “Carta psicrometrica.vi”	140
86. Diagrama de bloques de “Carta psicrometrica.vi”	141
87. Comparación entre métodos de regulación de caudal de aire	142
88. Panel frontal de “Relación de potencia vs capacidad.vi”	143
89. Diagrama de bloques de “Relación potencia vs capacidad.vi”	144
90. Métodos de regresión	147

## TABLAS

I.	Vector señal de estímulo (Para una duración total de 2 minutos, 1200 muestras, cada muestra cargada a razón de 100 milisegundos [10 muestras/seg])	118
II.	Funciones básicas de labview utilizadas en los instrumentos virtuales del presente capítulo (4)	119
III.	Funciones especiales de los paquetes de herramientas de labview para la identificación del sistema, diseño de control y simulación de los instrumentos del presente capítulo (4).	121
IV.	Vector de la señal de estímulo para muestrear la señal de temperatura.	131
V.	Datos experimentales de la variación de la presión de saturación del agua con respecto a su temperatura	135
VI.	Funciones básicas de labview utilizadas en los instrumentos virtuales del presente capítulo (5)	145

## GLOSARIO

ANÁLISIS PSICROMÉTRICO:	Estudio del comportamiento de las propiedades (Entalpía, temperatura de bulbo seco, humedad específica, presión de vapor, humedad relativa y temperatura de bulbo húmedo) del aire, ante la variación una o más de éstas.
DAMPER DE FLUJO DE AIRE:	Es una válvula o plato que detiene o regula el caudal de aire que circula dentro de un ducto o canal de ventilación.
FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA:	Es la forma clásica de modelar sistemas lineales para representar la relación entrada-salida entre variables.
LABVIEW:	Labview es un lenguaje de programación gráfico llamado "G", diseñado especialmente para las necesidades de ingenieros y científicos, puesto que posee herramientas para: 1) Adquisición de señales ya sea con equipo propios de la marca creadora de labview o con equipo de marcas diferentes, 2) Análisis de señales y 3) Diseño e implementación de prototipos.
MULTIDRIVE:	Equipo inteligente de generación y adquisición de señales eléctricas.

PID:	Algoritmo de control (proporcional, integral y derivativo).
OLE:	(Object Linking and Embedding), es un sistema de objeto distribuido y un protocolo desarrollado por Microsoft.
OPC:	(OLE para control de procesos) es un estándar de comunicación en el campo del control y supervisión de procesos Industriales.
SEÑAL DE RETROALIMENTACIÓN:	Se le llama así a la señal que se toma a la salida de un proceso y es conectada a la entrada del mismo, restándola con la señal de entrada a dicho proceso.
SEÑALES EXÓGENAS:	Llamadas así a las señales externas al sistema de control que perturban la señal retroalimentada.
SETPOINT:	Valor determinado de la variable controlada del proceso (presión, temperatura, humedad, etc.), mantener al proceso (acondicionamiento de aire) funcionando de manera constante y estable, ya que es el objetivo principal del sistema de control.
SISTEMA DE ACONDICIONAMIENTO DE AIRE:	Proceso por el cual el aire sufre cambios deseados en sus propiedades, tales como humedad y temperatura.

**SISTEMA PROTOTIPO DE SEGUNDO ORDEN:** Se le llama así a la función de transferencia en cuyo denominador, el orden más alto de “ $s$ ” en la ecuación característica (denominador de la función de transferencia) es 2, entiéndase por orden la potencia a la cual esta elevada “ $s$ ”.

**SUBVI:** Instrumento virtual funcionando dentro de otro instrumento virtual, cuya característica es la de funcionar con programación en bucle abierto, es decir una vez el programa principal (en este caso el VI) lo ejecuta, este desarrolla su función y deja de funcionar hasta que el programa principal lo ejecuta nuevamente.

**TRANSFORMADA INVERSA DE LAPLACE:** Procedimiento matemático para obtener la respuesta en el dominio del tiempo de determinada función de transferencia.

**VI:** Instrumento virtual.

**ZOH:** Reten de orden cero o Zero-Order Hold por sus siglas en inglés, es una parte de la representación del convertidor D/A (digital-análogo) utilizada en el análisis de funciones de transferencia de sistemas en tiempo discreto.



## RESUMEN

El presente trabajo de graduación consiste básicamente en el diseño de instrumentos virtuales para diseñar analíticamente el sistema de control de humedad y temperatura del prototipo de acondicionamiento de aire con el que se cuenta en los laboratorios del INTECAP, estos instrumentos virtuales o VI's son creados sobre una plataforma llamada Labview. El lenguaje de programación con los que se crean los instrumentos virtuales es llamado; Lenguaje gráfico o lenguaje "G". La plataforma Labview es versátil con respecto a la adquisición de señales, puesto que cuenta con herramientas que permiten comunicar a Labview con equipos de adquisición de señales de varias marcas. Además de la versatilidad de Labview con respecto a la adquisición de señales, éste al contar con herramientas de modelado, análisis y diseño facilitan la implementación de cualquier prototipo.

El proceso al cual se le diseñaran los instrumentos virtuales para el posterior diseño de los parámetros PID a utilizar por el sistema de control, es un proceso de ventilación con acondicionamiento de aire y temperatura que el INTECAP utilizará en sus laboratorios para la enseñanza de diferentes tipos de regulación de caudal, demostrando así cuál es el más eficaz en cuanto al consumo de energía eléctrica. Debido a que este software es compatible con equipo de adquisición y generación de señales de diferentes marcas, como se mencionó anteriormente, se utilizará un equipo con nombre; Multidrive, esto debido a que es con el que se cuenta en los laboratorios del INTECAP.

Con el diseño de los instrumentos virtuales no solamente se abarcará el diseño del sistema de control desde la extracción de la función de transferencia hasta el cálculo de los parámetros del algoritmo de control PID, sino que también aprovechando el ambiente gráfico de este software se pretende

graficar las variables que juegan un papel importante en la regulación del caudal de aire cuando es afectada la temperatura y humedad relativa de dicho caudal (análisis psicrometrico).

## **OBJETIVOS**

### **GENERAL:**

Diseño de instrumentos virtuales para el diseño analítico de un sistema de control de temperatura y humedad utilizando Labview y Multidrive.

### **ESPECÍFICOS:**

1. Describir y analizar el proceso de aire acondicionado de calentamiento con humidificación para determinar los parámetros de interés en el diseño del sistema de control.
2. Diseñar un instrumento virtual para la extracción de la función de transferencia del sistema.
3. Diseñar un instrumento virtual para la creación de la función de transferencia del controlador PID.
4. Diseñar un instrumento virtual para la simulación del lazo cerrado del sistema de control.
5. Diseñar instrumentos virtuales para el análisis de las variables físicas involucradas en el proceso o sistema.



## INTRODUCCIÓN

Cuando de diseño de sistemas de control se trata, existen varios métodos para realizar dicha tarea, de manera que muchas veces el problema con el que se presenta el diseñador de un sistema de control en particular no radica en que método utilizar, sino que mas bien en si conoce o si puede modelar la función de transferencia que modela el comportamiento del sistema en estudio o no, puesto que de no conocerla o no poder modelarla utilizando física y matemática, que usualmente lo realiza gente especializada en el área relacionada con el proceso o sistema en estudio, este no podrá diseñar el algoritmo de control con el cual pueda agregar robustez a dicho sistema, entiéndase por robustez mayor estabilidad y menor sensibilidad a perturbaciones externas.

Por lo anterior descrito, hoy en día ya existen herramientas alternas para extraer la función de transferencia que modela el sistema en estudio. Estas herramientas alternas aprovechan el potencial de un computador para la adquisición y generación de señales por medio de equipo de una variedad de marcas, y para realizar métodos de regresión matemática en forma programática por medio de un software (Labview) que en conjunto extraen el modelo matemático del proceso en estudio para el posterior análisis.

Las herramientas de adquisición, análisis y diseño que posee Labview, son las que se tomaran en cuenta para diseñar los VI's (instrumentos virtuales), que en conjunto con el equipo de adquisición y generación de señales Multidrive, extraerán la función de transferencia del proceso en estudio, calcularán la función de transferencia del controlador PID y simularán el lazo cerrado de control. También se aprovechará el ambiente gráfico de Labview para analizar por medio de VI's el comportamiento de las variables físicas involucradas en el

sistema y así calcular el ahorro energético que se obtiene al comparar diferentes tipos de regulación de caudal de aire

# 1. SISTEMAS DE CONTROL

En la vida diaria existen muchos objetivos que deben cumplirse. Por ejemplo, en las casas se requiere regular la temperatura y humedad para tener un ambiente cómodo. Como el ejemplo anterior hay muchos mas, la búsqueda para alcanzar tales “objetivos” requiere normalmente utilizar un sistema de control.

## 1.1 Introducción

Primero empezaremos con definir qué es un sistema de control. Se puede decir que en nuestra vida diaria existen numerosos objetivos que necesitan cumplirse. Por ejemplo, en el ámbito doméstico, se requiere regular la temperatura y humedad de las casas y edificios para tener un ambiente cómodo. La búsqueda para alcanzar tales “objetivos” requiere normalmente utilizar un sistema de control que implante ciertas estrategias de control.

### 1.1.1 Componentes básicos de un sistema de control

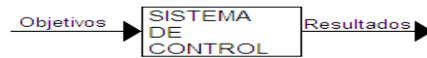
Los componentes básicos de un sistema de control se pueden describir mediante:

1. Objetivos de control.
2. Componentes del sistema de control.
3. Resultados o salidas.

La relación básica entre estos tres componentes se ilustra en la figura 1. En términos más técnicos, los objetivos se pueden clasificar como las entradas, o señales actuantes ***u***, y los resultados se llaman salidas, o variables controladas

y. En general, el objetivo de un sistema de control es controlar las salidas en alguna forma prescrita mediante las entradas a través de los elementos del sistema de control.

**Figura 1. Componentes básicos de un sistema de control**

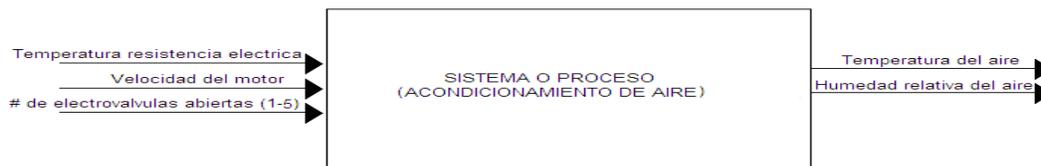


Fuente: El autor.

### 1.1.2 Aplicaciones de sistemas de control

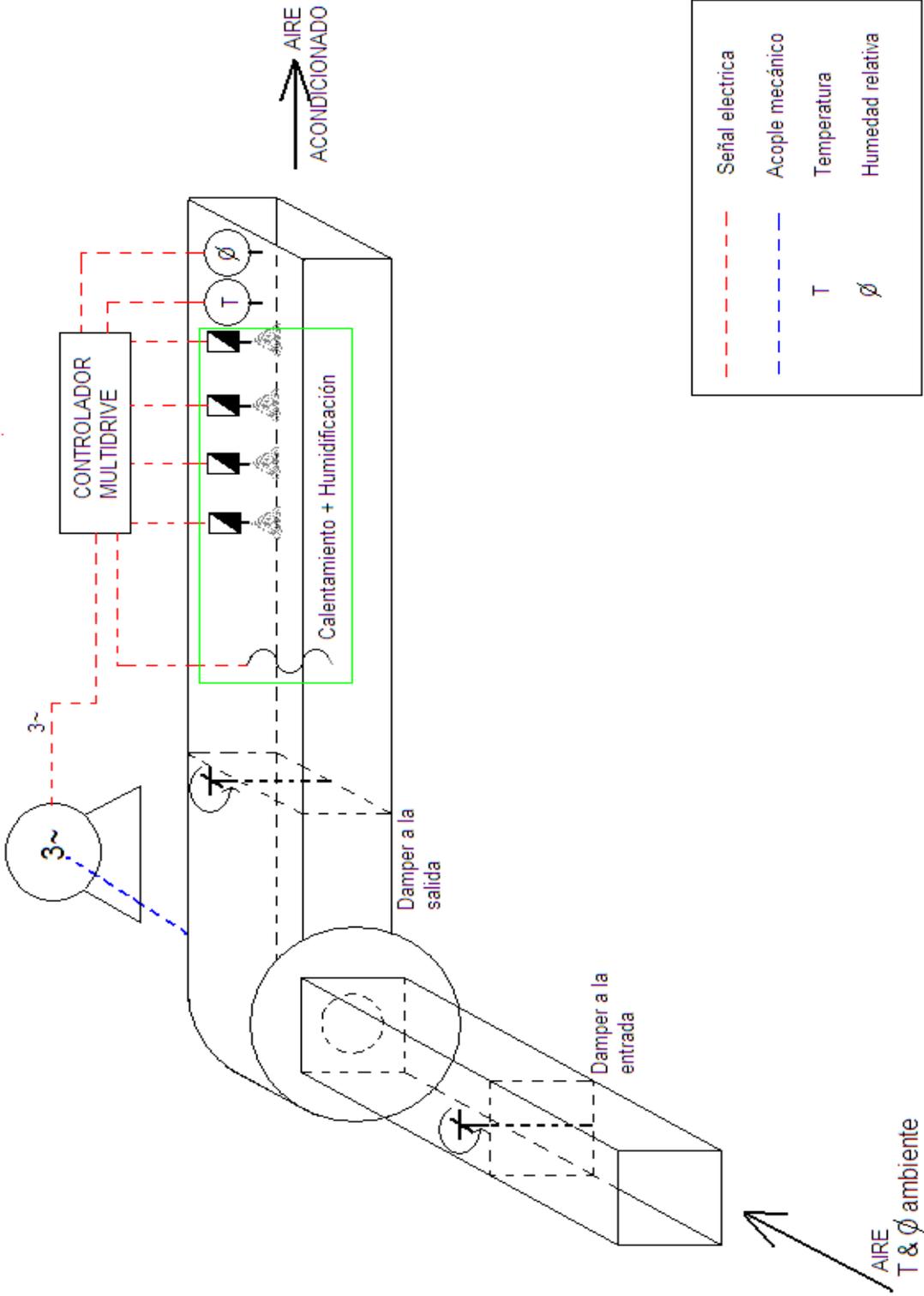
Como aplicación de sistemas de control tomaremos el caso en estudio que corresponde a un sistema de control de temperatura y humedad cuyos objetivos y resultados se describen en las figuras 2 y 3. En este sistema de control existen varios lazos de control, un lazo cerrado para controlar la temperatura, un lazo abierto para controlar la velocidad del motor y un lazo abierto para controlar la humedad relativa del aire, más adelante se explicará qué es un lazo cerrado y un lazo abierto de control. Las perturbaciones ocasionadas al lazo cerrado que controlará de forma automática la temperatura se deben al aumento y disminución, tanto de la velocidad del motor como de la humedad relativa que se desee. La regulación de la velocidad del motor se debe a que con esta se pretende regular el flujo del caudal de aire, y el aumento o disminución de electrovalvulas abiertas se debe a que con ellas se aumenta o disminuye la humedad relativa del aire.

**Figura 2. Objetivos y resultados del sistema de control de temperatura y humedad.**



Fuente: El autor.

Figura 3. Sistema de control de temperatura y humedad relativa.

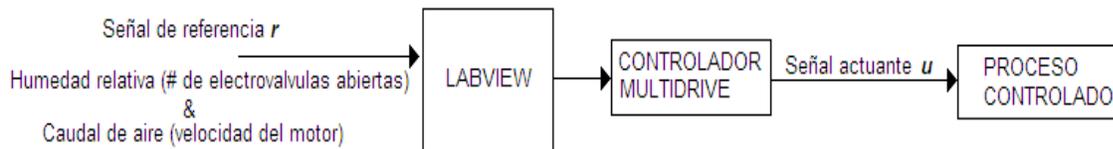


Fuente: El autor.

### 1.1.3 Sistemas de control en lazo abierto.

A estos sistemas también se les conoce como sistemas de control no realimentados, para el sistema de control de temperatura y humedad en estudio tenemos 2 lazos abiertos de control como se ilustra en la figura 4. Como se mencionó anteriormente un lazo abierto corresponde a la regulación del caudal de aire que se consigue con la regulación de la velocidad del motor de inducción acoplado al ventilador centrífugo, debido a que son directamente proporcionales, y la variación de la velocidad del motor de inducción se consigue variando su frecuencia de alimentación por medio del equipo de adquisición y generación de señales (Multidrive) funcionando como variador de frecuencia, dicho equipo estará comandado por medio de Instrumentos virtuales a través de Labview para así dar mayor versatilidad al diseño del sistema de control. El otro lazo abierto corresponde al número de electroválvulas abiertas que regulan la humedad relativa del aire, al igual que para el lazo de control de velocidad del motor las señales se adquieren y generan con el controlador Multidrive por medio de Labview.

**Figura 4. Lazo abierto de control de humedad relativa y caudal de aire.**

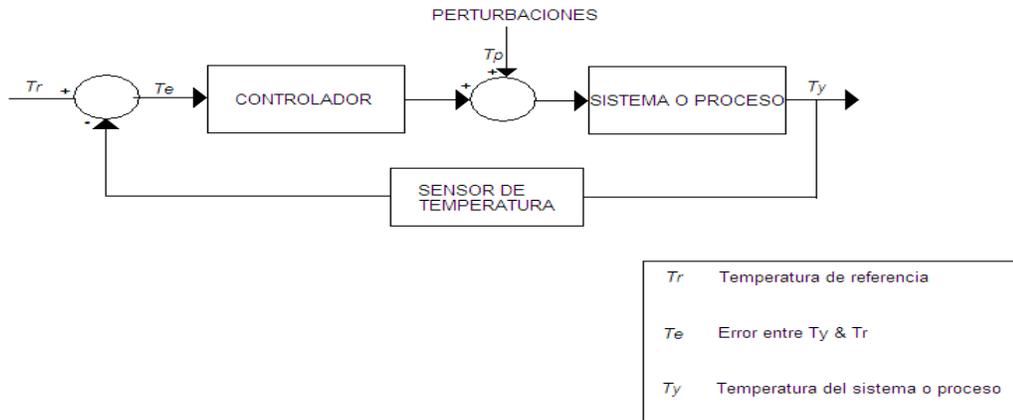


Fuente: El autor.

### 1.1.4 Sistemas de control en lazo cerrado.

A estos sistemas de control también se les conoce como sistemas de control realimentados, en la figura 5 se muestra el lazo cerrado de control para el sistema de control de temperatura y humedad en estudio.

**Figura 5. Lazo cerrado de control de temperatura.**



Fuente: El autor.

En este lazo de control  $T_y$  es realimentada y comparada con la temperatura de referencia o temperatura deseada  $T_r$ , la diferencia entre estas dos es  $T_e$  y es la que el control utiliza en el algoritmo de control PID para generar la señal de actuación y controlar automáticamente de esta manera la temperatura del sistema o proceso.

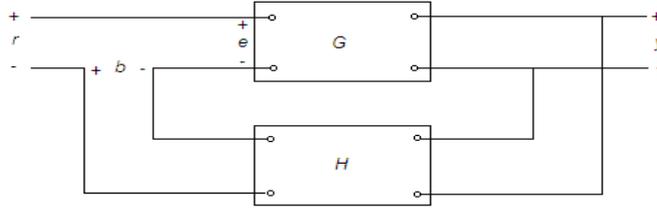
### 1.1.5 Retroalimentación y sus efectos.

El uso de retroalimentación es para reducir el error entre la entrada de referencia y la salida del sistema o proceso. Sin embargo, el significado de la retroalimentación en los sistemas de control es más complejo. La reducción del error es solo uno de los efectos más importantes que la retroalimentación realiza sobre el sistema. Adelante se describirán efectos importantes de la retroalimentación en relación al desempeño del sistema. En general se puede establecer que cuando una secuencia cerrada de relaciones causa-efecto existe entre variables del sistema, se dice que existe retroalimentación. Se considera el sistema retroalimentado sencillo con la configuración de la figura 6, donde  $r$  es la señal de entrada,  $y$  es la señal de salida,  $e$  es el error, y  $b$  la señal de retroalimentación. Los parámetros  $G$  y  $H$  se pueden considerar como ganancias

constantes. Mediante manipulación algebraica se demuestra que la relación entrada-salida del sistema es:

$$M = \frac{y}{r} = \frac{G}{1+GH}$$

**Figura 6. Sistema retroalimentado**



Fuente: El autor.

#### **1.1.5.1 Efecto de la retroalimentación en la ganancia global.**

Como se demuestra en la ecuación de la relación entrada-salida del sistema, la retroalimentación afecta la ganancia \$G\$ de un sistema retroalimentado por un factor \$1+GH\$. El sistema de la figura 6 se dice tener retroalimentación negativa, ya que un signo menos se asigna a la señal retroalimentada. La ganancia \$GH\$ puede incluir un signo menos, por tanto el efecto general de la retroalimentación es que puede incrementar o disminuir la ganancia \$G\$. En un sistema de control, \$G\$ y \$H\$ son funciones de la frecuencia, por tanto la magnitud \$1+GH\$ puede ser mayor que 1 en un intervalo de frecuencia pero menor que 1 en otro. En consecuencia la retroalimentación puede incrementar la ganancia del sistema en un intervalo de frecuencia pero reducirlo en otro.

#### **1.1.5.2 Efecto de la retroalimentación en la estabilidad.**

La estabilidad es una noción que describe si un sistema es capaz de seguir el comando de entrada, o en general, si dicho sistema es útil. En una forma rigurosa, *un sistema se dice inestable si sus salidas salen de control*. Si \$GH=-1\$

en la ecuación de arriba, la salida del sistema es infinita para cualquier entrada finita, y el sistema se dice inestable. Por tanto, se debe establecer que la retroalimentación puede ocasionar que un sistema que es originalmente estable, se convierta en inestable. Por lo tanto, la retroalimentación puede ser dañina cuando no se utiliza adecuadamente.

Se puede demostrar que una de las ventajas de incorporar retroalimentación es que puede estabilizar un sistema inestable. Supóngase que el sistema retroalimentado de la figura 6 es inestable debido a que  $GH=-1$ . Si se introduce otro lazo de retroalimentación a través de una ganancia negativa  $F$ , la relación entrada-salida del sistema total es:

$$\frac{y}{r} = \frac{G}{1+GH+GF}$$

Es aparente que si bien las propiedades de  $G$  y  $H$  son tales que el sistema retroalimentado de lazo interno es inestable porque  $GH=-1$ , el sistema total puede ser estable mediante la selección apropiada de la ganancia  $F$  de lazo de retroalimentación externo. En la práctica,  $GH$  es una función de la frecuencia, y la condición para la estabilidad del sistema en lazo cerrado depende de la magnitud y la fase de  $GH$ . Por último, la retroalimentación puede mejorar la estabilidad o serle dañina si no se aplica adecuadamente.

### **1.1.5.3 Efecto de la retroalimentación en la sensibilidad.**

Las consideraciones sobre sensibilidad son importantes en el diseño de sistemas de control debido a que todo sistema posee propiedades físicas que cambian con el ambiente o la edad y no se pueden considerar como parámetros estacionarios de un sistema de control durante la vida de operación. En general, un buen sistema de control debe ser insensible a la variación de los parámetros, pero sensible a los comandos de entrada. En referencia al sistema de la figura

6, se considera a  $G$  como la ganancia de los parámetros, la cual puede variar. La sensibilidad de la ganancia del sistema total,  $M$ , con respecto a la variación de  $G$  se define como:

$$S_G^M = \frac{\partial M / M}{\partial G / G} = \frac{\% \Delta M}{\% \Delta G}$$

En donde  $\partial M$  denota el cambio incremental en  $M$  debido al cambio incremental en  $G$ ,  $\partial G$ . Utilizando la primera ecuación utilizada en este capítulo, la función de sensibilidad se escribe como:

$$S_G^M = \frac{\partial M}{\partial G} \frac{G}{M} = \frac{1}{1+GH}$$

La relación muestra que si  $GH$  es una constante positiva, la magnitud de la función de sensibilidad se puede hacer arbitrariamente pequeña cuando  $GH$  se incrementa, mientras el sistema permanece estable. En el caso de la sensibilidad cabe recordar que la frecuencia puede ser dañina debido a la variación de parámetros, ya que como se ha descrito anteriormente,  $GH$  es una función de la frecuencia y la magnitud  $1+GH$  puede ser menor a uno para algunas frecuencias. En general, la sensibilidad de la ganancia de un sistema retroalimentado a la variación de los parámetros depende de donde estén localizados los parámetros.

#### 1.1.5.4 Efecto de la retroalimentación sobre perturbaciones externas.

Todos los sistemas físicos están sujetos a algunos tipos de señales exógenas o ruido durante su operación. Como por ejemplo, la perturbación externa del sistema en estudio debido a la humidificación del aire al cual se le está controlando su temperatura de forma automática, puesto que al agregar humedad al aire se está aumentando o disminuyendo su temperatura dependiendo de la temperatura del agua atomizada y aunque no afecta significativamente la temperatura del aire, si se considera como una

perturbación. Por tanto, en el diseño de sistemas de control, se deben dar consideraciones para que el sistema sea insensible a ruido y a perturbaciones externas, y sensible a comandos de entrada.

El efecto de la retroalimentación sobre el ruido y perturbaciones depende grandemente de en que parte del sistema ocurren las señales exógenas. No se pueden obtener conclusiones generales, pero en muchas situaciones, la retroalimentación puede reducir los efectos del ruido y las perturbaciones en el desempeño del sistema. En referencia a la figura 7, en la que  $r$  denota la señal de comando y  $n$  la señal de ruido. En ausencia de retroalimentación,  $G=0$ , la salida  $y$  debida a  $n$  actuando sola es:

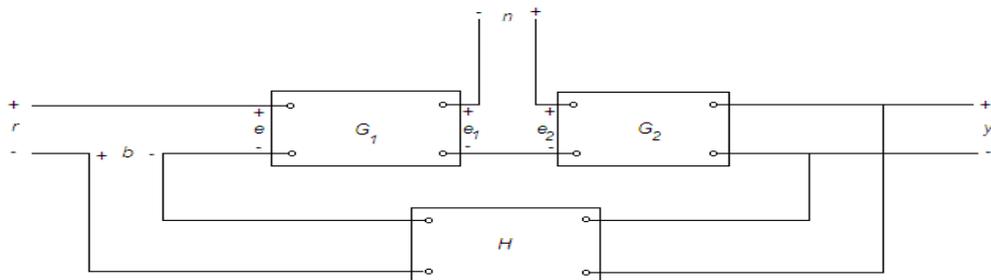
$$y = G_2 n$$

Con la presencia de retroalimentación, la salida del sistema debido a  $n$  actuando sola es:

$$y = \frac{G_2}{1 + G_1 G_2 H} n$$

Al comparar las dos ecuaciones anteriores se observa que la componente de ruido en la salida de la ecuación que considera el lazo de retroalimentación, esta se reduce por el factor  $1 + G_1 G_2 H$  si éste último es mayor que la unidad y el sistema permanece estable.

**Figura 7. Sistema retroalimentado con una señal de ruido.**



Fuente: el autor.

## 1.2 Análisis de sistemas de control en el dominio del tiempo.

El tiempo es la variable independiente empleada en la mayoría de los sistemas de control, es usualmente de interés evaluar las repuestas del estado y la salida con respecto al tiempo, o simplemente, *la respuesta en el tiempo*, ya que la evaluación final del desempeño de un sistema se basa en esta.

La respuesta en el tiempo de un sistema de control se divide normalmente en dos partes: la respuesta transitoria y la respuesta en estado estable. Sea  $y(t)$  la respuesta en el tiempo de un sistema en tiempo continuo; entonces, en general, se puede escribir:

$$y(t) = y_t(t) + y_{ss}(t)$$

en donde  $y_t(t)$  indica la respuesta transitoria;  $y_{ss}(t)$  indica la respuesta en estado estable. En sistemas de control, la respuesta transitoria está definida como la parte de la respuesta en el tiempo que tiende a cero cuando el tiempo se hace muy grande y la respuesta en estado estable es la parte de la respuesta total que permanece después que la transitoria ha desaparecido. Todos los sistemas reales presentan un fenómeno transitorio antes de alcanzar la respuesta en estado estable debido a propiedades físicas como la inercia, inductancia, etc., por lo tanto, la respuesta transitoria es importante en el diseño de sistemas de control. En general, si la respuesta en estado estable de la salida no concuerda exactamente con la referencia deseada, se dice que el sistema tiene un *error en estado estable*.

### 1.2.1 Señales de prueba para obtener la respuesta en el tiempo de sistemas de control.

En muchos casos prácticos de sistemas de control, las señales de entrada pueden variar de forma aleatoria respecto al tiempo, por lo que se hace necesario suponer algunos tipos básicos de entradas de prueba para evaluar el desempeño de un sistema. Mediante la selección adecuada de estas señales de prueba básicas, no sólo se sistematiza el tratamiento matemático del problema, sino que la respuesta a este tipo de entradas permite la predicción del desempeño del sistema con otras entradas más complejas.

Para facilitar el análisis en el dominio del tiempo, se utilizan las siguientes señales de prueba determinísticas.

- 1) Entrada función escalón.
- 2) Entrada función rampa.
- 3) Entrada función parabólica.

La señal de prueba a utilizar en el diseño del sistema de control de temperatura es la de entrada función escalón, por lo que haremos mención solamente a esta en este documento.

La entrada función escalón representa un cambio instantáneo en la entrada de referencia. La representación matemática de una función escalón de magnitud R es:

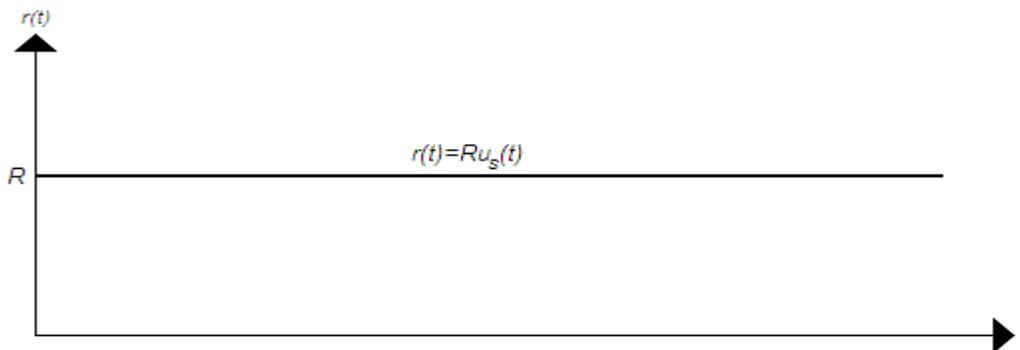
$$r(t) = \begin{cases} R & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

en donde R es una constante real. O bien,

$$r(t) = Ru_s(t)$$

en donde  $u_s(t)$  es la función escalón unitario. La función escalón como función del tiempo se muestra en la figura 8. Esta señal es muy útil como señal de prueba, ya que su brinco inicial de amplitud revela qué tan rápido responde un sistema a entradas con cambio abruptos. Además, como la función escalón contiene, en principio, un espectro con una banda ancha de frecuencias como resultado de la discontinuidad del salto, es equivalente a la aplicación de un sinnúmero de señales senoidales con un intervalo de frecuencias grande.

**Figura 8. Entrada función escalón.**



Fuente: El autor.

### 1.2.2 Error en estado estable.

El objetivo principal de los sistemas de control es que la respuesta de salida del sistema siga una señal de referencia específica en forma exacta en el estado estable. La diferencia entre la salida y la referencia en estado estable se definió anteriormente como *error en estado estable*. En el mundo real, debido a la fricción, inercia, etc., y a la composición natural del sistema, la respuesta de salida en estado estable rara vez concuerda exactamente con la referencia. En consecuencia, los errores en estado estable en sistemas de control son casi inevitables. En un problema de diseño, uno de los objetivos es mantener el error

en estado estable al mínimo, o por debajo de cierto valor tolerable, y al mismo tiempo hacer que la repuesta transitoria satisfaga cierto conjunto de especificaciones.

### **1.2.2.1 Error en estado estable de sistemas de control lineales en tiempo continuo.**

Los sistemas de control lineales están sujetos a errores en estado estable por causas diferentes a las de los sistemas no lineales (debidos a saturación, fricción, etc.) , aunque la razón es que el sistema aún no “ve” el error, y no genera ningún esfuerzo correctivo. En general, los errores en estado estable de sistemas de control lineales dependen del tipo de la señal de referencia y del tipo del sistema.

En general, el error se puede ver como una señal que rápidamente debe ser reducida a cero, si esto es posible, con referencia al sistema en lazo cerrado de la figura 9, en donde  $r(t)$  es la entrada,  $u(t)$  es la señal actuante,  $b(t)$  es la señal de retroalimentación, y  $y(t)$  es la salida. El error del sistema se puede definir como:

$$e(t) = \text{signo de referencia} - y(t)$$

en donde la señal de referencia es la señal que la salida  $y(t)$  está siguiendo. Cuando el sistema tiene realimentación unitaria ( $H(s)=1$ ), la entrada  $r(t)$  es la señal de referencia, y el error es simplemente:

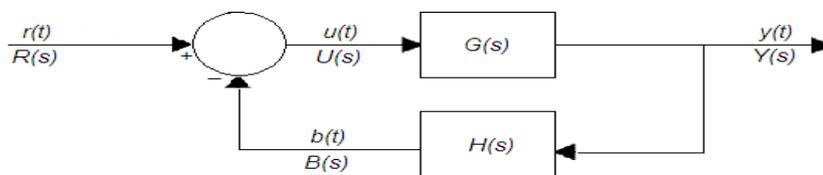
$$e(t) = r(t) - y(t)$$

El error en estado estable se define como:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow \infty} e(t)$$

Para el diseño del sistema de control que tratamos en este documento  $H(s)=1$  ya que las funciones de transferencia tanto de los sensores como de los actuadores ya están tomadas en cuenta como parte del proceso debido a que la herramienta en Labview (paquete de herramientas para identificación de sistemas) así lo permite.

**Figura 9. Sistema de control con retroalimentación no unitaria.**



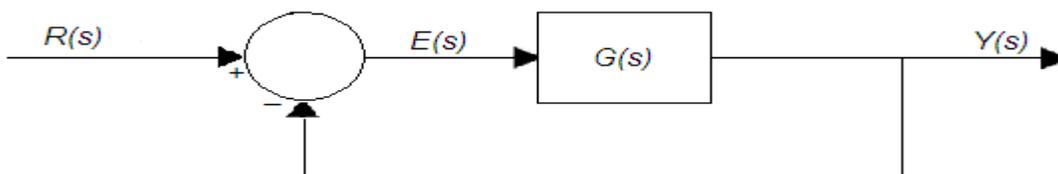
Fuente: El autor.

### 1.2.2.2 Tipos de sistemas de control con respecto a sistemas con retroalimentación unitaria.

Consideremos el sistema de control con retroalimentación unitaria simplificado representado en la figura 10. El error en estado estable del sistema se escribe como:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1 + G(s)}$$

**Figura 10. Sistema con retroalimentación unitaria.**



Fuente: El autor.

Claramente  $e_{ss}$  depende de las características de  $G(s)$ . Más específicamente, se puede mostrar que  $e_{ss}$  depende del número de polos que  $G(s)$  tiene en  $s=0$ . Este número se conoce como el **tipo** de un sistema de control, o simplemente, tipo de sistema. Por lo que procederemos a mostrar que el error en estado estable  $e_{ss}$  depende del tipo de sistema de control. Se formaliza el tipo de sistema con referencia a la forma de la función de transferencia de la trayectoria directa  $G(s)$ . En general,  $G(s)$  se puede expresar por conveniencia como:

$$G(s) = \frac{K(1+T_1s)(1+T_2s)\dots\dots(1+T_{m1}s+T_{m2}s^2)}{s^j(1+T_a s)(1+T_b s)\dots\dots(1+T_{n1}s+T_{n2}s^2)} e^{-T_d s}$$

en donde K y todas las T son constantes reales. El tipo de sistema se refiere al orden de los polos de  $G(s)$  en  $s=0$ . Por tanto, el sistema en lazo cerrado que tiene la función de transferencia de la trayectoria directa de la ecuación de arriba es de tipo j, en donde  $j = 0,1,2,\dots$ . El número total de términos en el numerador y en el denominador y los valores de los coeficientes no son importantes para el tipo del sistema, ya que el tipo del sistema sólo se refiere al número de polos de  $G(s)$  en  $s=0$ .

### 1.2.2.3 Efecto de la entrada escalón unitario en el error de estado estable.

Cuando la entrada  $r(t)$  al sistema de control de la figura 10 es una función escalón de magnitud R,  $R(s)=R/s$ , el error en estado estable se escribe a partir de la siguiente ecuación del error de estado estable para un lazo cerrado con retroalimentación unitaria como el de la figura 10.

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1+G(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{R}{1+G(s)} = \frac{R(s)}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} G(s)}$$

Por conveniencia se define:

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s)$$

como la constante de error escalón. Operando algebraicamente las dos ecuaciones anteriores obtenemos que el error de estado estable debido a una entrada escalón unitario para un sistema con retroalimentación unitaria para un tipo=0 de sistema de control, que por cierto son las características del sistema de control a diseñar en el presente documento, es el siguiente.

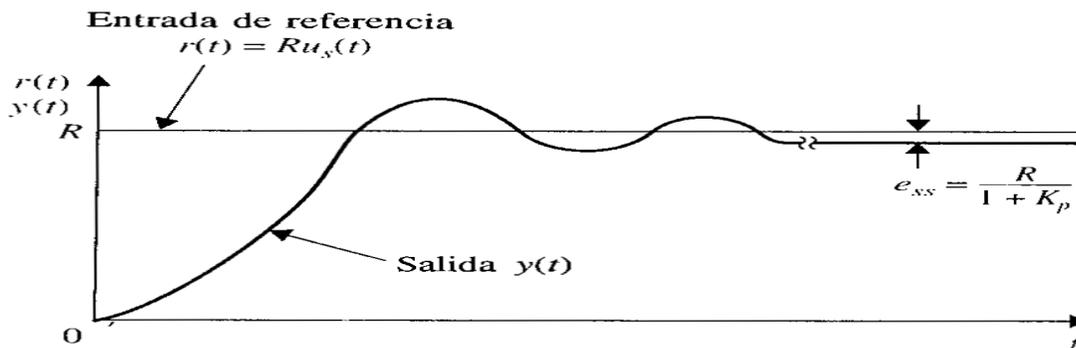
$$e_{ss} = \frac{R}{1 + K_p}$$

En la figura 11 se muestra un error de estado estable debido a una entrada escalón cuando  $K_p$  es finita y no cero. E la ecuación de arriba de error de estado estable se observa que para que  $e_{ss}$  sea cero, cuando la entrada es una función escalón,  $K_p$  debe ser infinita, y para que  $K_p$  sea infinita j debe ser al menos igual uno como se observa según la ecuación de  $G(s)$ . En resumen:

Sistema tipo 0:  $e_{ss} = R/(1+K_p) = \text{cte.}$

Sistema tipo 1 o mayor:  $e_{ss} = 0.$

**Figura 11. Error en estado estable típico, debido a una entrada escalón.**



Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pag. 372.

El análisis para el error en estado estable que se realizó hasta ahora solamente tomó en cuenta la relación que este tiene con la función de transferencia de la trayectoria directa, es decir, sin retroalimentación. El error en estado estable para una entrada escalón en relación con la función de transferencia en lazo cerrado (con retroalimentación) es el siguiente:

$$e_{ss} = \frac{1}{K_H} \left( 1 - \frac{b_0 K_H}{a_0} \right) R$$

Donde:

$b_0$  &  $a_0$  son los términos del numerador y denominador respectivamente en la función de transferencia del sistema en el límite cuando  $s$  tiende a cero y suponiendo que es de tipo 0, es decir, que no tiene polos en  $s=0$ , la cual es de la siguiente forma:

$$M(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 + a_0}$$

$K_H$  es una constante que es igual al límite de  $H(s)$  cuando  $s$  tiende a cero y que es igual a la unidad para un sistema con retroalimentación unitaria como es el caso del sistema en diseño.

De tal manera que para que el error en estado estable debido a una entrada escalón pueda ser cero se tiene que cumplir la siguiente condición:

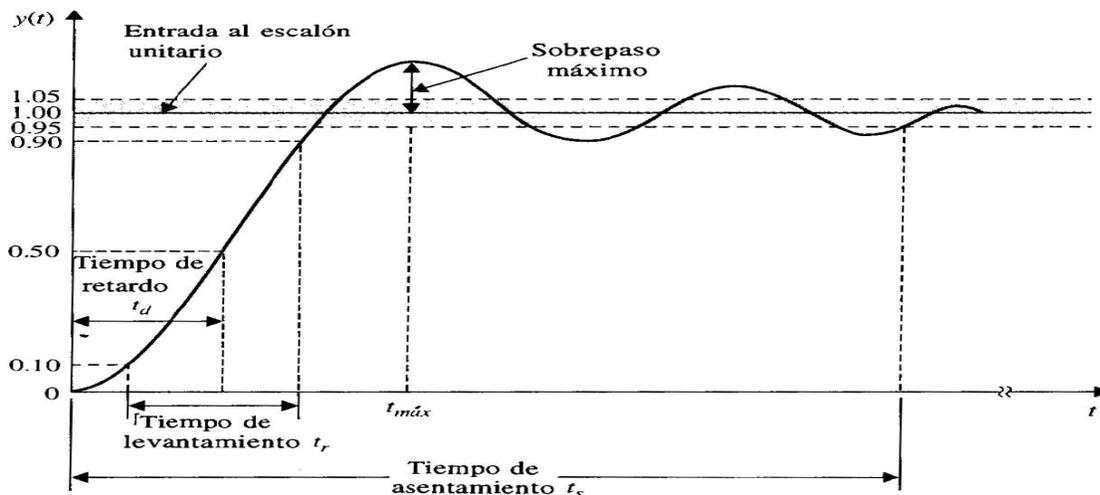
$$a_0 - b_0 K_H = 0$$

Lo que significa que para nuestro sistema con retroalimentación unitaria los términos constantes de  $M(s)$  deben ser iguales para que el error en estado estable sea cero.

### 1.2.3 Respuesta al escalón unitario y especificaciones en el dominio del tiempo.

La porción transitoria de la respuesta en el tiempo es aquella parte que tiende a cero cuando el tiempo crece y debe caracterizarse mediante una función escalón unitario como la entrada para así mantener tanto la amplitud como la duración de tiempo en la respuesta transitoria dentro de los límites tolerables o prescritos. La figura 12 ilustra una respuesta típica al escalón unitario de un sistema de control lineal.

**Figura 12. Respuesta típica al escalón unitario de un sistema de control.**



Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pag. 386.

En referencia a la respuesta al escalón unitario, el criterio de desempeño comúnmente utilizado para la caracterización de sistemas de control lineal en el dominio del tiempo se define como:

**1. Sobrepaso máximo.** Asíumase que  $y(t)$  es la respuesta al escalón unitario, también que  $y_{max}$  enuncia el valor máximo de  $y(t)$ , y  $y_{ss}$  es el valor en estado estable de  $y(t)$  y de  $y_{max} \geq y_{ss}$ . El sobrepaso máximo de  $y(t)$  se define como:

$$\text{sobrepaso máximo} = y_{max} - y_{ss}$$

El sobrepaso máximo se representa como un porcentaje del valor final de la respuesta al escalón; esto es:

$$\text{Porcentaje máximo de sobrepaso} = (\text{sobrepaso máximo} / y_{ss}) \times 100\%$$

El sobrepaso máximo se usa para medir la estabilidad relativa de un sistema de control. Comúnmente un sistema con gran sobrepaso es indeseable.

**2. Tiempo de retardo.** El tiempo de retardo  $t_d$  se define como el tiempo requerido para que la respuesta al escalón alcance el 50% de su valor final. Esto se muestra en la figura 12.

**3. Tiempo de levantamiento.** El tiempo de levantamiento  $t_r$  se define como el tiempo requerido para que la respuesta al escalón se eleve del 10 al 90% de su valor final, como se muestra en la figura 12. Una medida alternativa es representar el tiempo de levantamiento como recíproco de la pendiente de la respuesta al escalón en el instante en que la respuesta es igual al 50% de su valor final.

**4. Tiempo de asentamiento.** El tiempo de asentamiento  $t_s$  se define como el tiempo requerido para que la respuesta al escalón disminuya y permanezca dentro de un porcentaje específico de su valor final. Una cifra de uso frecuente es 5%.

### 1.2.4 Respuesta transitoria de un sistema prototipo de segundo orden.

Los sistemas de control de segundo orden son raros en la práctica, pero su análisis generalmente ayuda a formar una base para el entendimiento del análisis y diseño de sistemas de órdenes más altos. Considérese que un sistema de control de segundo orden con retroalimentación unitaria se representa mediante el diagrama de bloque que se muestra en la figura 13. La función de transferencia en lazo abierto del sistema es:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\zeta \omega_n)}$$

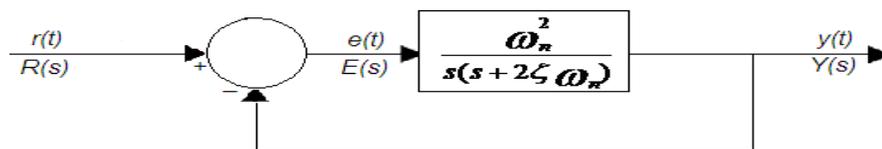
en donde  $\zeta$  y  $\omega_n$  son constantes reales. La función de transferencia en lazo cerrado del sistema es:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2}$$

El sistema de la figura 13 con las dos funciones de transferencia anteriores se define como *sistema prototipo de segundo orden*. La ecuación característica del sistema prototipo de segundo orden se obtiene estableciendo a cero el denominador de la función de transferencia para un sistema de segundo orden en lazo cerrado.

$$\Delta(s) = s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

**Figura 13. Sistema de control prototipo de segundo orden.**



Fuente: El autor.

Para una entrada función escalón unitario,  $R(s)=1/s$ , la respuesta de salida del sistema se obtiene tomando la transformada inversa de Laplace de la transformada de salida.

$$Y(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2)}$$

Nos da como resultado:

$$y(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta \omega_n t}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \text{sen}(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t + \cos^{-1} \zeta) \quad t \geq 0$$

La figura 14 muestra las respuestas al escalón unitario de la ecuación anterior graficadas como funciones del tiempo normalizado  $\omega_n$  para varios valores de  $\zeta$ . Como se observa, la respuesta se vuelve más oscilatoria con sobrepasos mayores, mientras  $\zeta$  disminuye. Cuando  $\zeta \geq 1$ , la respuesta al escalón no muestra ningún sobrepaso, es decir,  $y(t)$  nunca excede su valor final durante la transitoria. Las respuestas también muestran que  $\omega_n$  tiene un efecto directo sobre el tiempo de levantamiento, el tiempo de retardo, y el tiempo de asentamiento pero no afecta el sobrepaso.

#### 1.2.4.1 Factor de amortiguamiento relativo y factor de amortiguamiento.

Los efectos de los parámetros del sistema  $\zeta$  y  $\omega_n$  en la respuesta al escalón  $y(t)$  del sistema prototipo de segundo orden se refieren a las raíces de la ecuación característica. Las dos raíces pueden expresarse como:

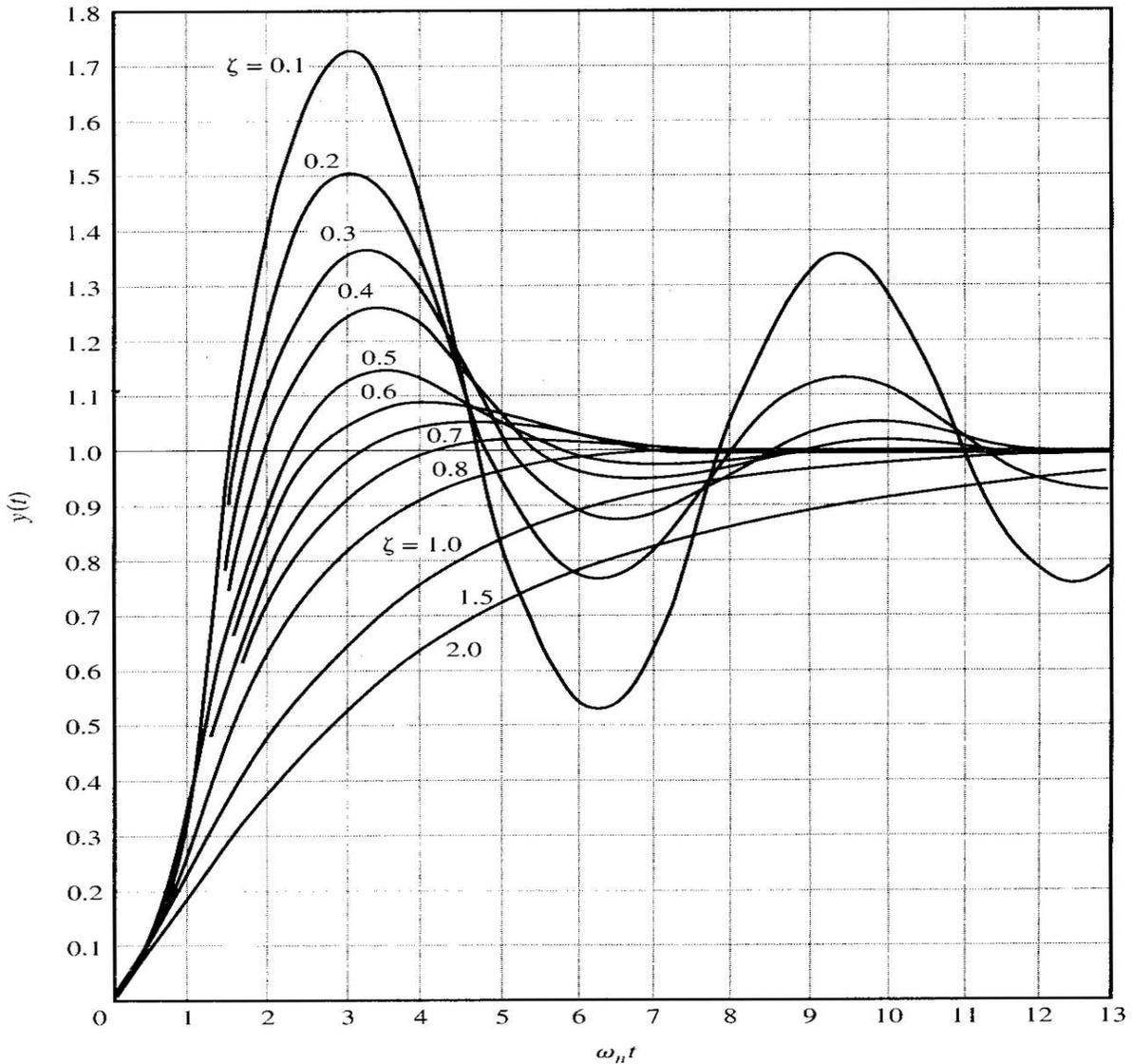
$$\begin{aligned} s_1, s_2 &= -\zeta \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \\ &= -\alpha \pm j \omega \end{aligned}$$

en donde:

$$\alpha = \zeta \omega_n$$

$$\omega = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$$

**Figura 14. Respuesta al escalón unitario del sistema prototipo de segundo orden con varios factores de amortiguamiento relativo.**



Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 389.

Ahora que ya tenemos el significado físico de  $\zeta$  y  $\alpha$ ,  $\alpha$  aparece como la constante que se multiplica por  $t$  en el término exponencial de  $y(t)$ . Por lo tanto,  $\alpha$  controla la velocidad de crecimiento o decaimiento de la respuesta al escalón unitario  $y(t)$ . En otras palabras,  $\alpha$  controla el “amortiguamiento” del sistema y se

conoce como factor de amortiguamiento, o constante de amortiguamiento. La inversa de  $\alpha$ , es proporcional a la constante de tiempo del sistema.

Cuando las dos raíces de la ecuación característica son reales e iguales, el sistema se conoce como amortiguamiento crítico. De la ecuación que muestra las raíces que son solución a la ecuación característica se observa que el amortiguamiento crítico sucede cuando  $\zeta=1$ . Bajo esta condición, el factor de amortiguamiento es  $\alpha= \omega_n$ . Por lo tanto  $\zeta$  se enuncia como el factor de amortiguamiento relativo, esto es:

$$\zeta = \text{Factor de amortiguamiento relativo} = \alpha / \omega_n$$

Donde:

$\alpha$ =Factor de amortiguamiento real.

$\omega_n$ =Factor de amortiguamiento en amortiguamiento crítico.

#### **1.2.4.2 Frecuencia natural no amortiguada.**

El parámetro  $\omega_n$  se define como la *frecuencia natural no amortiguada*. Cuando  $\zeta=0$ , el amortiguamiento es cero, las raíces de la ecuación característica son imaginarias y la respuesta al escalón unitario es puramente senoidal. Por lo tanto,  $\omega_n$  corresponde a la frecuencia de la respuesta senoidal no amortiguada. De las ecuaciones anteriores también se puede observar que cuando  $0 < \zeta < 1$ , las partes imaginarias de las raíces tienen la magnitud de  $\omega$ . Ya que cuando  $\zeta \neq 0$ , la respuesta de  $y(t)$  no es una función periódica, la  $\omega$  no es una frecuencia. Para el propósito de referencia,  $\omega$  algunas veces se define como *frecuencia condicional* (oscilación) o *frecuencia de amortiguamiento*.

Las figura 15 se ilustra la relación entre la localización de las raíces de la ecuación característica y  $\alpha$ ,  $\zeta$ ,  $\omega$  y  $\omega_n$ . Para las raíces de conjugación compleja que se muestran:

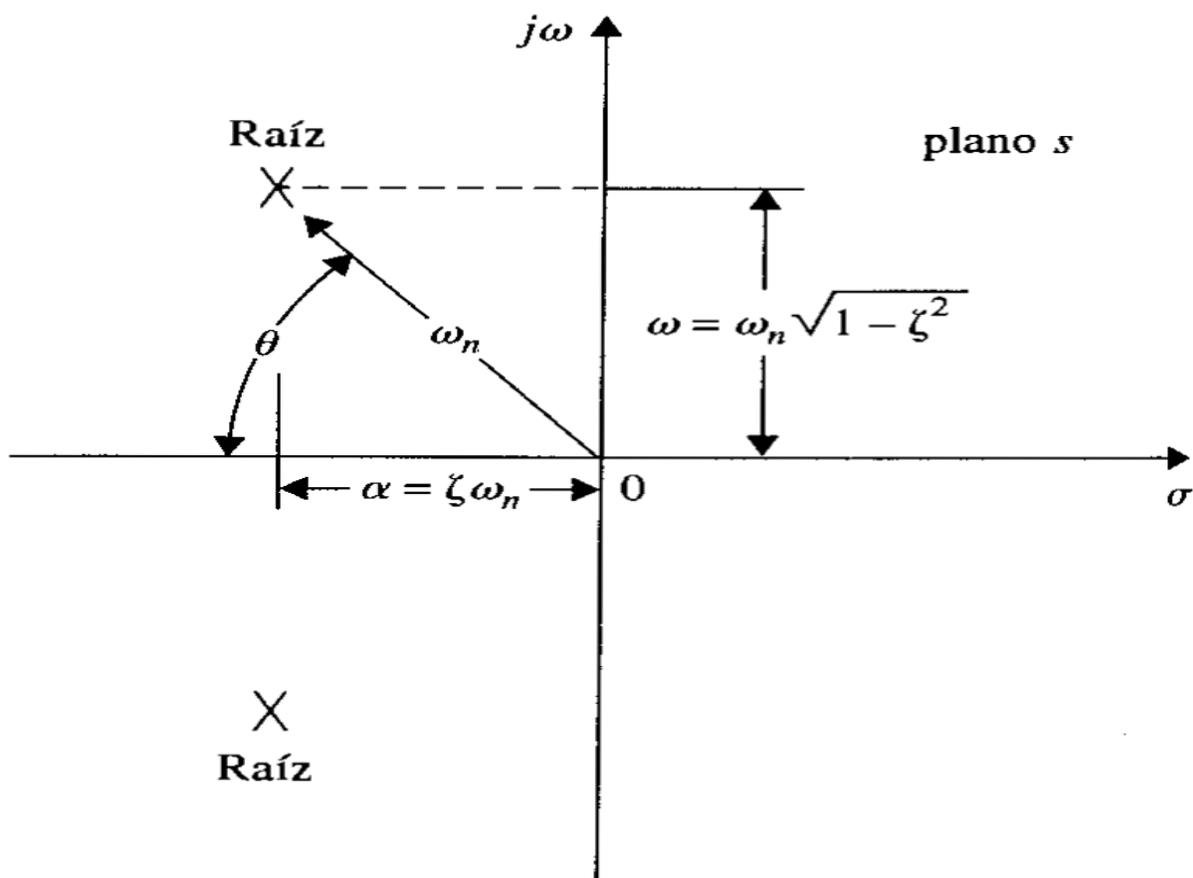
$\omega_n$  es la distancia radial de las raíces al origen del plano s.

$\alpha$  es la parte real de las raíces.

$\omega$  es la parte imaginaria de las raíces.

$\zeta$  es el coseno del ángulo entre la línea radial de las raíces y el eje negativo cuando las raíces están en el semiplano izquierdo del plano s, o  $\zeta = \cos \theta$ .

**Figura 15. Relación entre las raíces de la ecuación característica del sistema prototipo de segundo orden y  $\zeta$ ,  $\omega$ ,  $\alpha$  y  $\omega_n$ .**



Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 390.

Las regiones en el plano  $s$  se identifican con el amortiguamiento del sistema como sigue:

- El semiplano izquierdo del plano  $s$  corresponde al amortiguamiento positivo (es decir, factor de amortiguamiento o el factor de amortiguamiento relativo es positivo). El amortiguamiento positivo causa que la respuesta al escalón unitario establezca un valor final constante en el estado estable debido al exponente negativo de la  $\exp(-\zeta\omega_n t)$ . El sistema es estable.
- El semiplano derecho del plano  $s$  corresponde al amortiguamiento negativo. El amortiguamiento negativo da una respuesta que crece en magnitud sin límite en el tiempo, y el sistema es inestable.
- El eje imaginario corresponde a cero amortiguamientos ( $\alpha=0$  o  $\zeta=0$ )- El amortiguamiento cero resulta en una respuesta de oscilación sostenida, y el sistema es marginalmente estable o marginalmente inestable.

Por lo que se ha demostrado que con la ayuda de un sistema prototipo de segundo orden que la localización de las raíces de la ecuación característica juega un papel importante en la respuesta transitoria del sistema.

En las figuras 16 y 17 se ilustra el efecto de las raíces de la ecuación característica en el amortiguamiento del sistema de segundo orden. en la figura 16,  $\omega_n$  se mantiene constante, mientras que  $\zeta$  varía de  $-\infty$  a  $+\infty$ . Las dinámicas del sistema con respecto al valor de  $\zeta$  se clasifican como sigue:

$$0 < \zeta < 1 : s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \quad (-\zeta\omega_n < 0) \quad \text{bajo amortiguamiento}$$

$$\zeta = 1 : s_1, s_2 = -\omega_n \quad \text{amortiguamiento crítico}$$

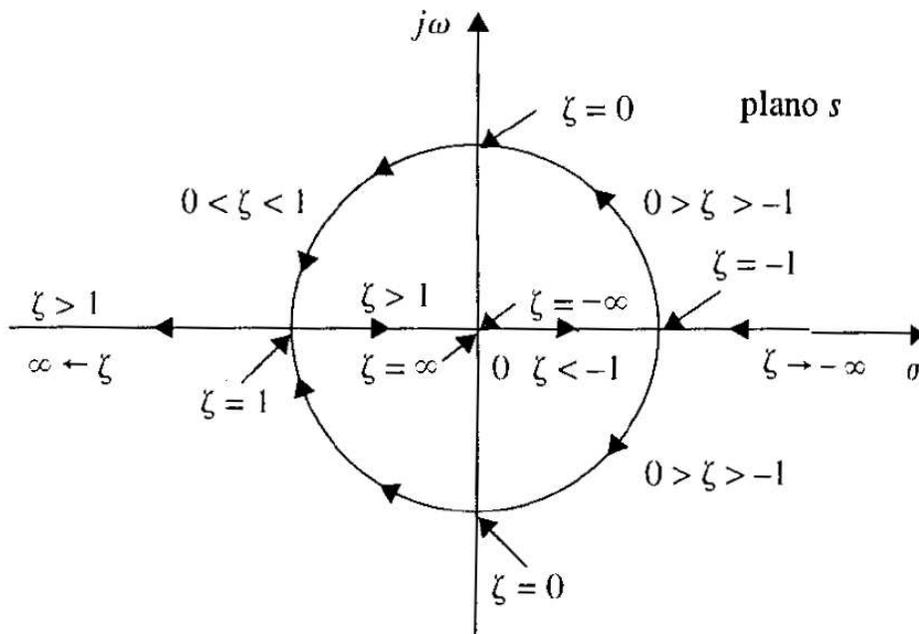
$$\zeta > 1: s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad \text{sobre amortiguamiento}$$

$$\zeta = 0: s_1, s_2 = \pm j\omega_n \quad \text{no amortiguado}$$

$$\zeta < 0: s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad (-\zeta\omega_n < 0) \quad \text{amortiguamiento negativo}$$

La figura 17 ilustra las respuestas típicas al escalón unitario correspondientes a varias localizaciones de las raíces antes mencionadas.

**Figura 16. Lugar geométrico de las raíces de la ecuación característica del sistema prototipo de segundo orden, cuando  $\omega_n = \text{cte}$  y  $\zeta$  varía desde  $-\infty$  hasta  $+\infty$ .**



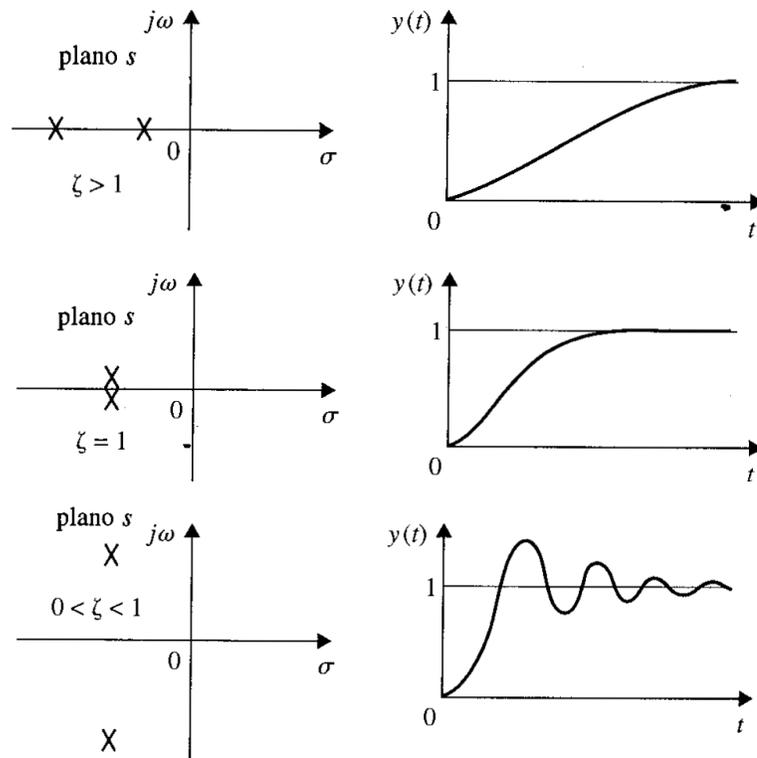
Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 392.

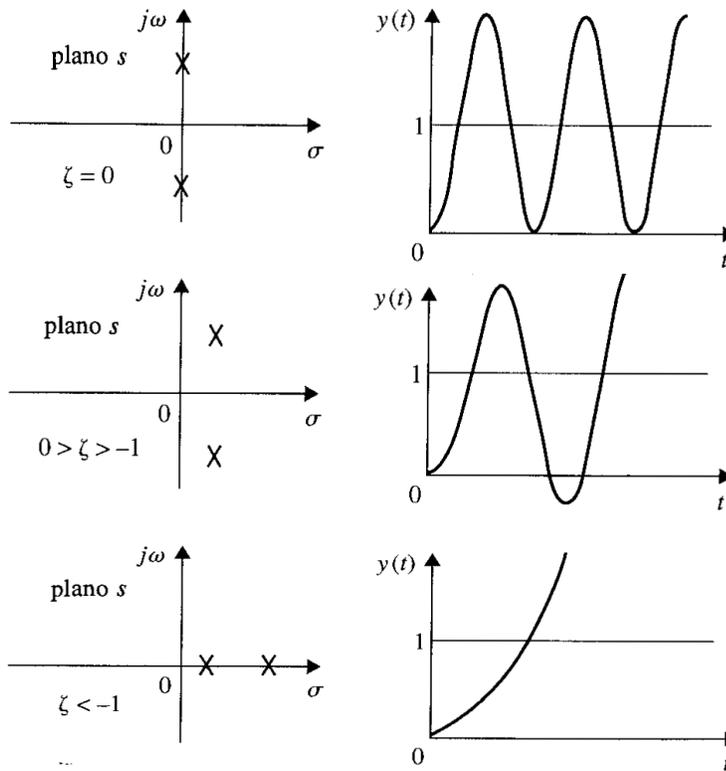
### 1.2.4.3 Sobrepasso máximo, tiempo de retardo, tiempo de levantamiento y tiempo de asentamiento.

A continuación se hará un breve análisis de los diferentes aspectos a considerar en la respuesta al escalón unitario de un sistema prototipo de segundo orden, estos aspectos son los siguientes:

1. Sobrepasso máximo.
2. Tiempo de retardo y levantamiento.
3. Tiempo de asentamiento

**Figura 17. Comparación de la respuesta al escalón para varios sitios del lugar geométrico de las raíces en el plano  $s$ .**





Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 393.

1. Sobrepaso máximo. Como vimos en la sección anterior, se entiende por sobrepaso máximo, la diferencia entre  $y(t)$  (respuesta de salida del sistema) debido a una entrada escalón unitario y el setpoint o entrada de referencia del sistema. Sin embargo, no se analizó ninguna ecuación que describiera en que tiempo ocurre este sobrepaso máximo y en cuanto sobrepasa a la señal de referencia, por lo tanto, a continuación se presentan estas dos ecuaciones

$$t_{\max} = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}}$$
 Tiempo en el cual se presenta en sobrepaso máximo.

$$y_{\max} - 1 = e^{\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$
 Sobrepaso máximo.

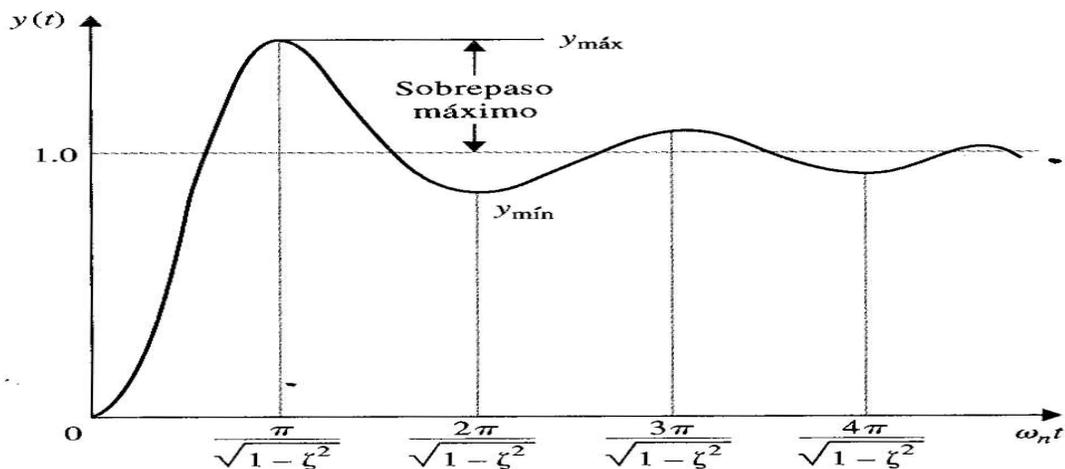
$$\% = 100e^{\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad \text{Porcentaje de sobrepaso máximo.}$$

Para llegar a estas ecuaciones se derivó la respuesta del sistema  $y(t)$  con respecto al tiempo, se igualó a cero y luego se operó en forma algebraica. Como se puede observar, el sobrepaso máximo de la respuesta al escalón del sistema prototipo de segundo orden es una función del factor de amortiguamiento relativo  $\zeta$ . La relación entre el porcentaje de sobrepaso máximo y el factor de amortiguamiento relativo se muestran en la figura 19. El tiempo  $t_{\max}$  es una función tanto de  $\zeta$  como  $\omega_n$ . La figura 18 muestra que el máximo y mínimo ocurren en intervalos periódicos.

2. Tiempo de retardo y tiempo de levantamiento. A continuación las ecuaciones que describen estos tiempos.

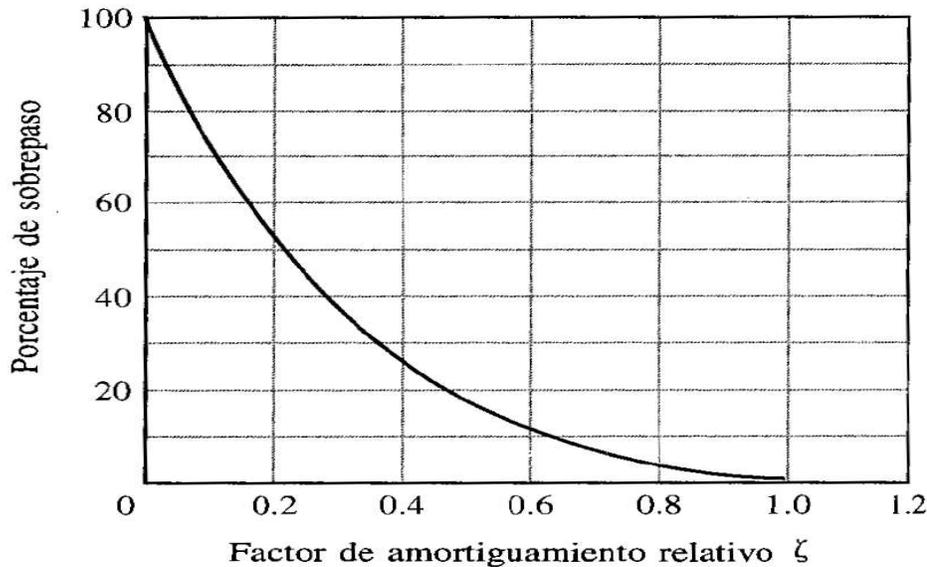
$$t_d = \frac{1.1 + 0.125\zeta + 0.469\zeta^2}{\omega_n} \quad 0 < \zeta < 1$$

**Figura 18. Respuesta al escalón unitario que ilustra que el máximo y mínimo ocurren en intervalos periódicos.**



Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 395.

**Figura 19. Porcentaje de sobrepaso como una función del factor de amortiguamiento relativo para la respuesta al escalón del sistema prototipo de segundo orden.**



Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 396.

Se puede obtener una solución mas simple derivada de la ecuación anterior, la cual es la siguiente:

$$t_d = \frac{1 + 0.7\zeta}{\omega_n} \quad 0 < \zeta < 1$$

El tiempo de levantamiento  $t_r$ , que es el tiempo para que la respuesta al escalón alcance del 10 al 90% de su valor final, puede determinarse por medio de la siguiente ecuación:

$$t_r = \frac{1 - 0 - 4167\zeta + 2.917\zeta^2}{\omega_n} \quad 0 < \zeta < 1$$

Una aproximación más simple podría ser la siguiente:

$$t_r = \frac{0.8 + 2.5\zeta}{\omega_n} \quad 0 < \zeta < 1$$

De las ecuaciones anteriores se puede concluir lo siguiente:

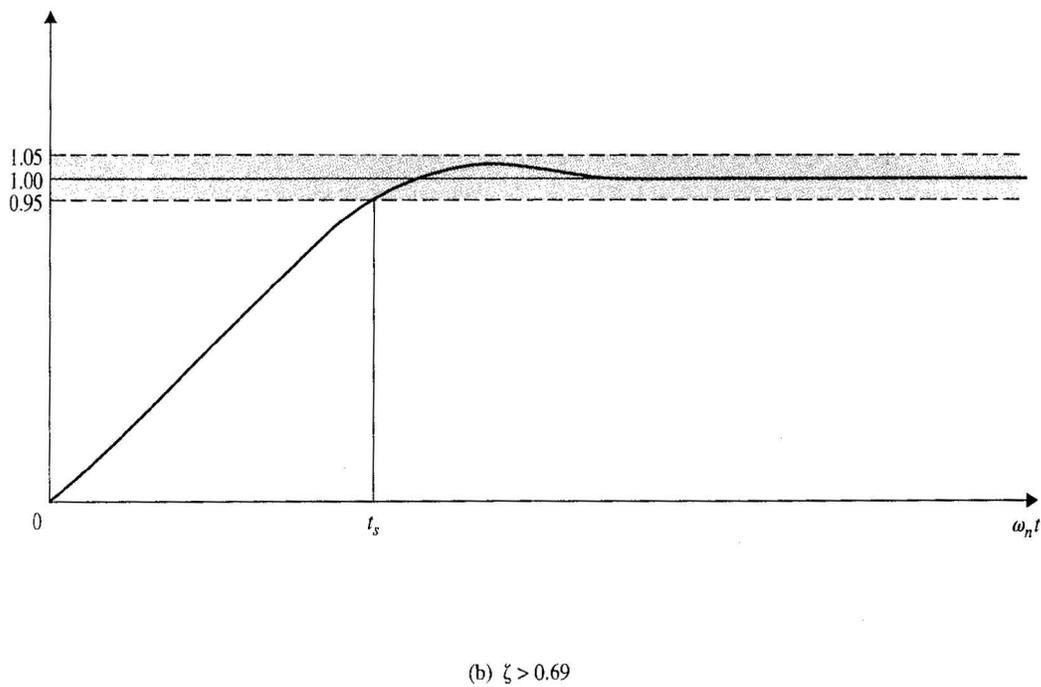
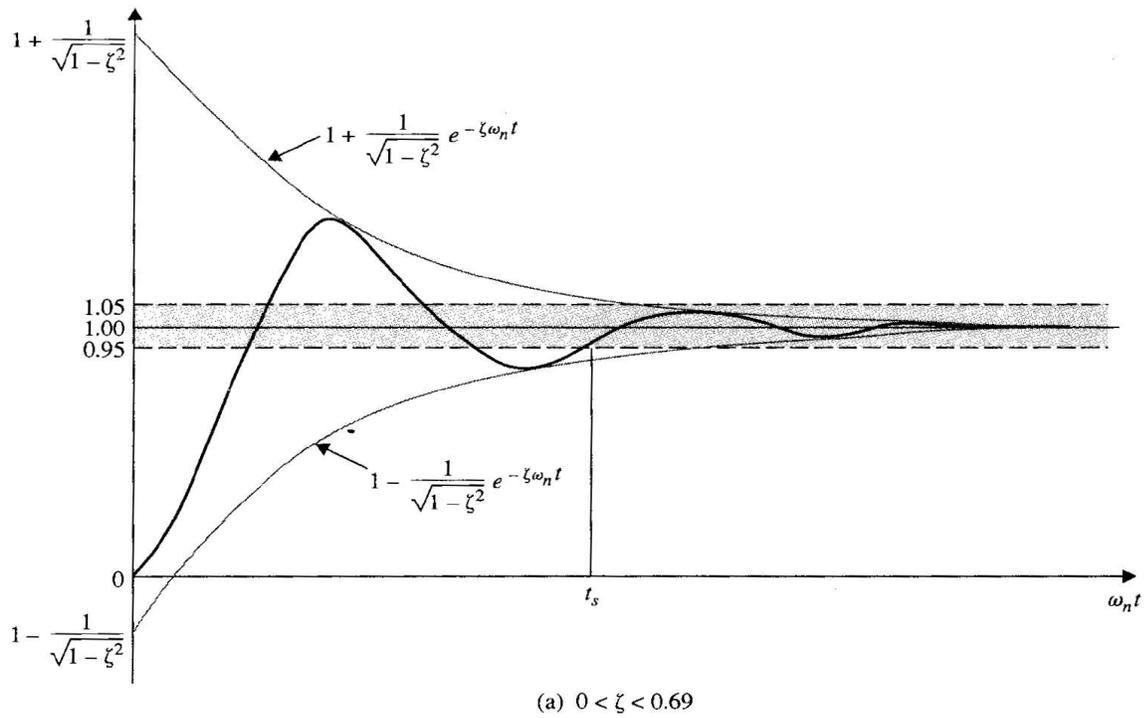
- $t_r$  y  $t_d$  son proporcionales a  $\zeta$ , en inversamente proporcionales a  $\omega_n$ .
- Al incrementar (disminuir) la frecuencia natural no amortiguada  $\omega_n$  reducirá (aumentará)  $t_r$  y  $t_d$ .

3. Tiempo de asentamiento. Es el tiempo en el cual la respuesta del sistema debido a la entrada escalón unitario oscila con un 5% de error con respecto a la referencia o setpoint. Como se puede observar en la figura 20 (a) y (b), el sobrepaso máximo es mayor al 5% cuando  $0 < \zeta < 0.69$  y menor al 5% cuando  $\zeta > 0.69$ , por lo que el tiempo de asentamiento tiene una discontinuidad en  $\zeta = 0.69$  y esto nos lleva a dos ecuaciones para el tiempo de asentamiento, las cuales son las siguientes:

$$t_s \cong \frac{3.2}{\zeta\omega_n} \quad 0 < \zeta < 0.69 \quad \& \quad t_s \cong \frac{4.5\zeta}{\omega_n}$$

$\zeta > 0.69$

Figura 20. Tiempo de asentamiento de la respuesta al escalón unitario.



Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 399.

### **1.2.5 Respuesta en el tiempo de sistemas de control en tiempo discreto.**

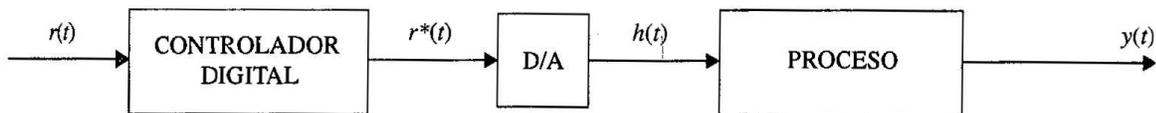
Para llevar a cabo el diseño de sistemas de control en tiempo discreto en el dominio del tiempo continuo o dominio “z”, se deben primero estudiar las propiedades en el dominio del tiempo. A continuación se aprenderá que las respuestas de salida a la mayoría de los sistemas de control en tiempo discreto son funciones de una variable de tiempo continuo “t”. Por lo que las especificaciones del dominio en el tiempo, tales como el sobrepaso máximo, tiempo de levantamiento, factor de amortiguamiento relativo, etcétera, pueden también aplicarse a sistemas en tiempo discreto. La única diferencia es que para hacer uso de herramientas analíticas tales como la transformada “z”, la información continua encontrada en un sistema en tiempo discreto se muestra para que la variable de tiempo independiente sea  $kT$ , en donde  $T$  es el período de muestreo en segundos. También, en vez de trabajar en el plano “s”, el desempeño transitorio de un sistema en tiempo discreto se caracteriza mediante polos y ceros de la función de transferencia en el plano “z”.

#### **1.2.5.1 Funciones de transferencia de sistemas en tiempo discreto.**

Los sistemas de control en tiempo discreto tienen características únicas en que las señales en estos sistemas están ya sea en la forma de trenes de pulsos o codificadas en forma digital, y los procesos controlados a menudo contienen componentes analógicos. Para estos casos se necesita de un convertidor digital analógico (D/A) para acoplar el componente digital a los dispositivos analógicos, para el caso del controlador Multidrive utilizado en este diseño, este trae incorporado el convertidor. La entrada y salida del controlador digital se pueden representar mediante secuencias numeradas con números separados por el periodo de muestreo  $T$ . Para operación lineal, el convertidor D/A se puede

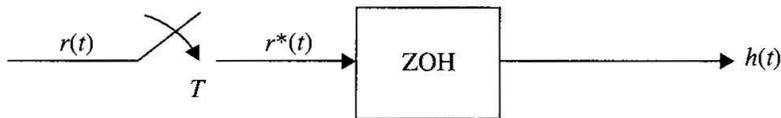
representar como un dispositivo de **muestreo y retención (S/H)**, el cual consiste en un muestreador y un dispositivo de retención de datos. El S/H se utiliza frecuentemente para el análisis de sistemas en tiempo discreto, y es precisamente el que se utilizará en Labview (ver figura 66), y consiste en un **muestreador ideal** y un **retén de orden cero (ZOH [Zero-Order Hold])**. Por lo que el sistema mostrado en la figura 21 se puede representar funcionalmente mediante el diagrama de bloques de la figura 22.

**Figura 21. Diagrama de bloques de un sistema de control en tiempo discreto típico.**



Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 107.

**Figura 22. Muestreador y retén.**



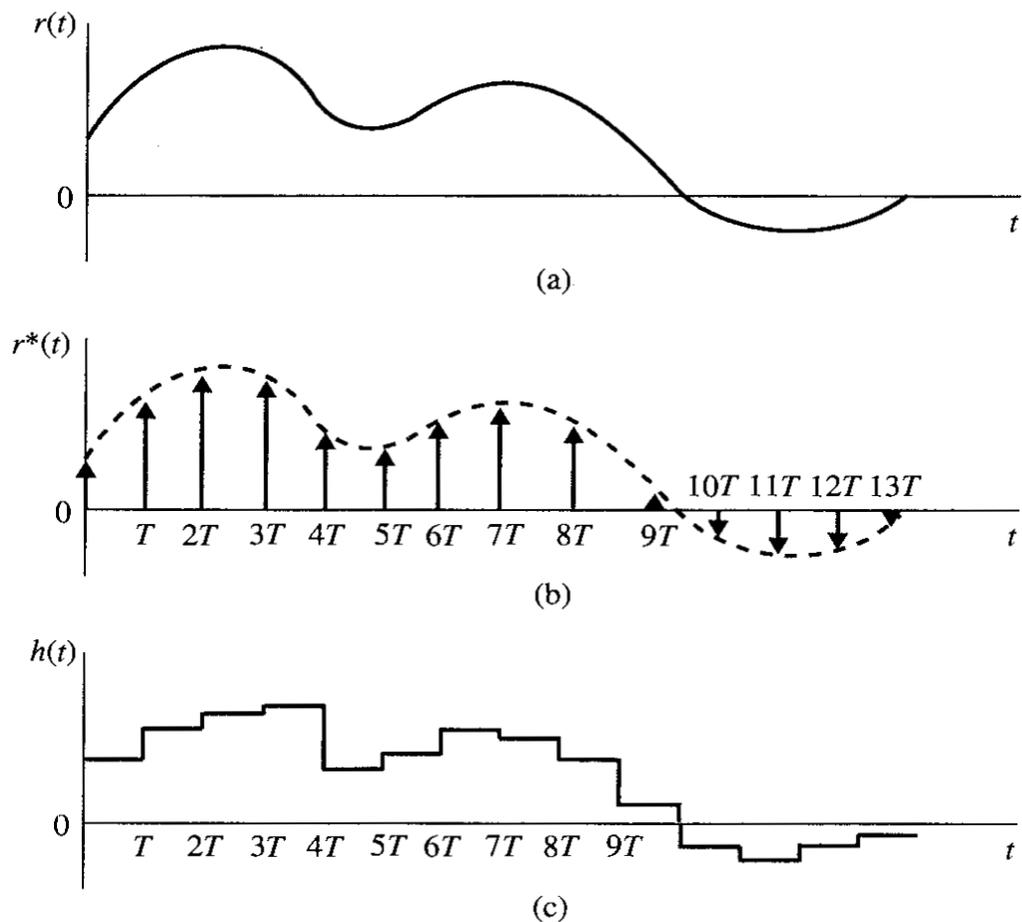
Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 108.

La figura 23 muestra la operación típica del muestreador ideal y del ZOH. Los datos en tiempo continuo  $r(t)$  se muestrean mediante el muestreador ideal con un período de muestreo  $T$ . La salida del muestreador ideal,  $r^*(t)$ , es un tren de impulsos con las magnitudes de  $r(t)$  en  $T$  llevadas por la fuerza de los impulsos. Debe señalarse que el muestreador ideal no es una entidad física. Se visualiza simplemente para representar matemáticamente la señal en tiempo discreto. En la figura 23 las flechas en los instantes de muestreo representan impulsos. Ya que por definición, un impulso tienen un ancho de pulso cero y una altura infinita, las longitudes de las flechas simplemente representan las áreas bajo los

impulsos y son las magnitudes de la señal de entrada  $r(t)$  en los instantes de muestreo. El ZOH simplemente mantiene la magnitud de la señal llevada por el impulso que entra en un instante dado, digamos,  $kT$ , para el total del periodo de muestreo  $t$ , hasta que el siguiente impulso llegue en en valor de  $t=(k+1)$ . La salida del ZOH es una aproximación de escalera de la entrada al muestreador ideal,  $r(t)$ . Como el período de muestreo  $T$  se aproxima a cero, la salida del ZOH,  $h(t)$  se aproxima a  $r(t)$ ; esto es:

$$\lim_{T \rightarrow 0} h(t) = r(t)$$

**Figura 23. (a) Señal de entrada al muestreador ideal. (b) Señal de salida del muestreador ideal. (c) Señal de salida del ZOH.**

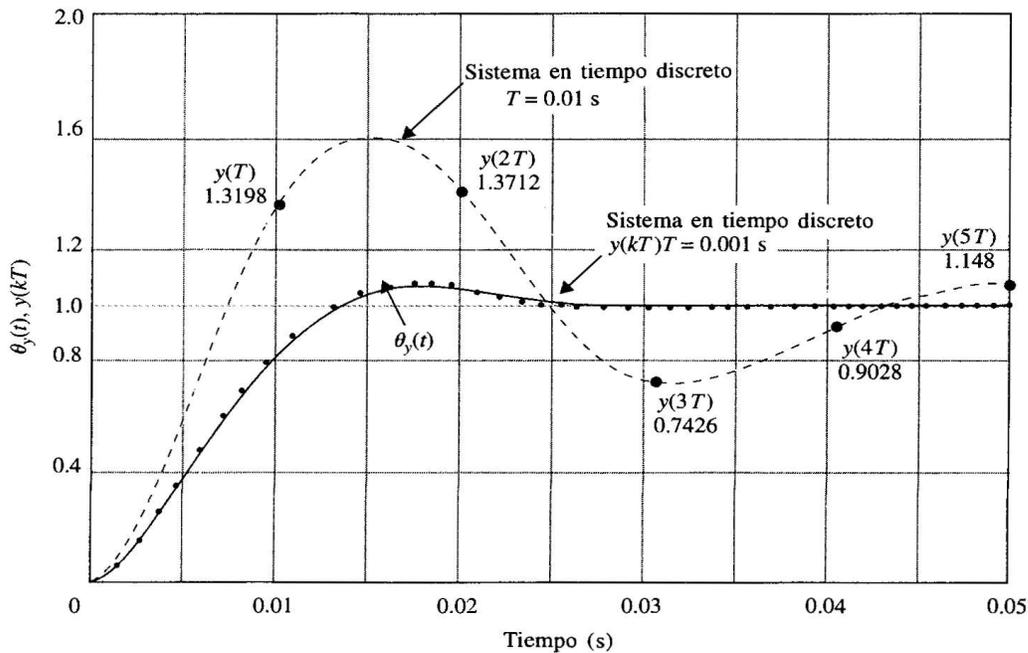


Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 108.

### 1.2.5.2 Respuesta en el tiempo de sistemas de control en tiempo discreto.

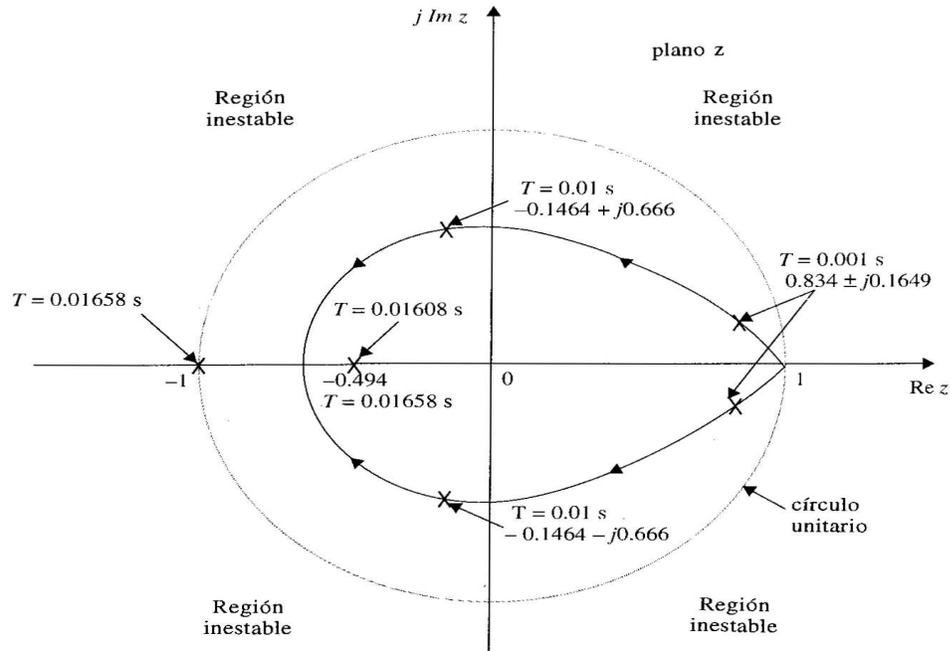
Para explicar esta parte nos valdremos de un ejemplo. La figura 24 muestra la respuesta a una prueba escalón para un determinado sistema en el dominio del tiempo en forma continua y discreta. Como se observa al elevar el tiempo de muestreo se obtiene un señal menos parecida a la señal real y el sistema se vuelve menos estable. La figura 25 muestra el diagrama de polos y ceros en función de "z" para varios tiempos de muestreo, como se observa, el grafico de polos y ceros en función de "z" difiere en que la región en la que el sistema se vuelve inestable esté fuera de lo que se llama "círculo unitario", ver figura en el plano "z".

**Figura 24. Comparación de las respuestas al escalón unitario de sistemas en tiempo discreto y continuo.**



Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 439.

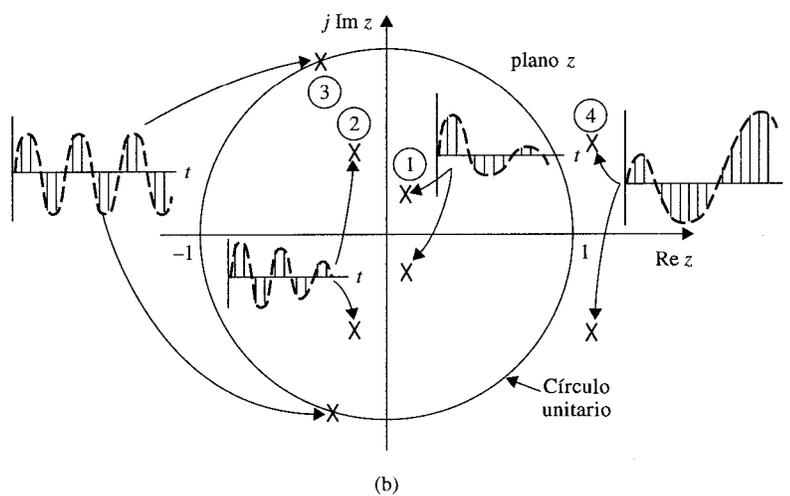
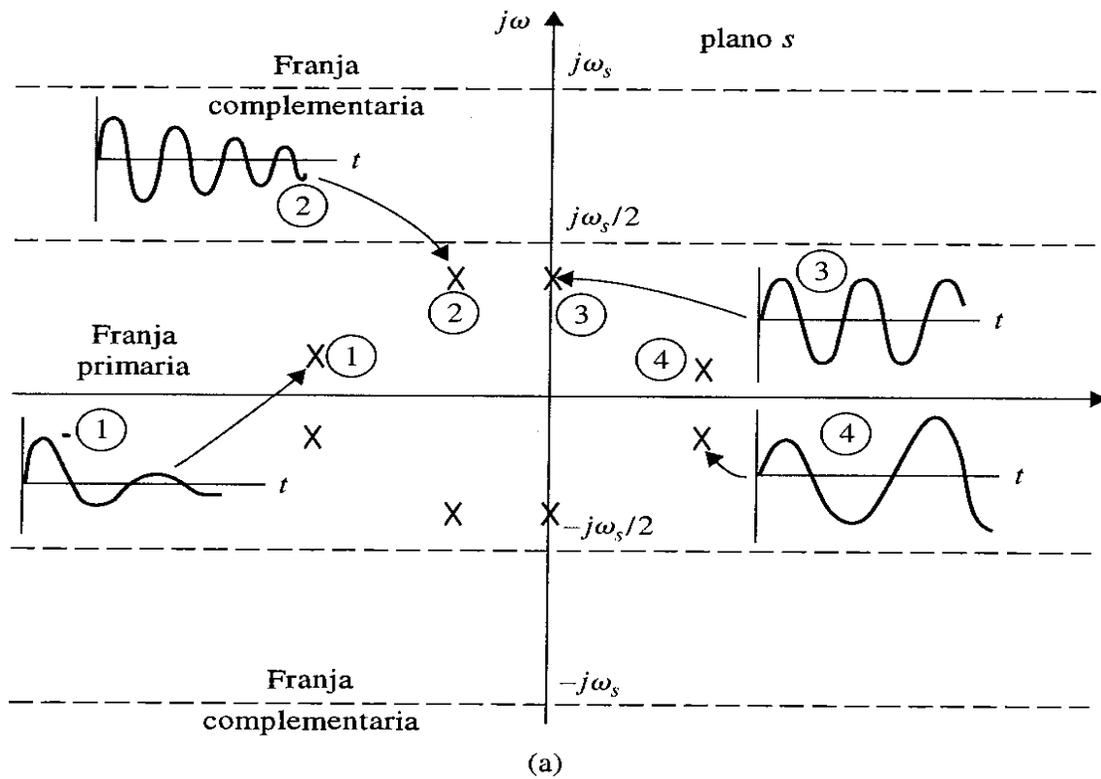
**Figura 25. Trayectorias de las raíces de un sistema de control de segundo orden en tiempo discreto cuando el período de muestreo  $T$  varía.**

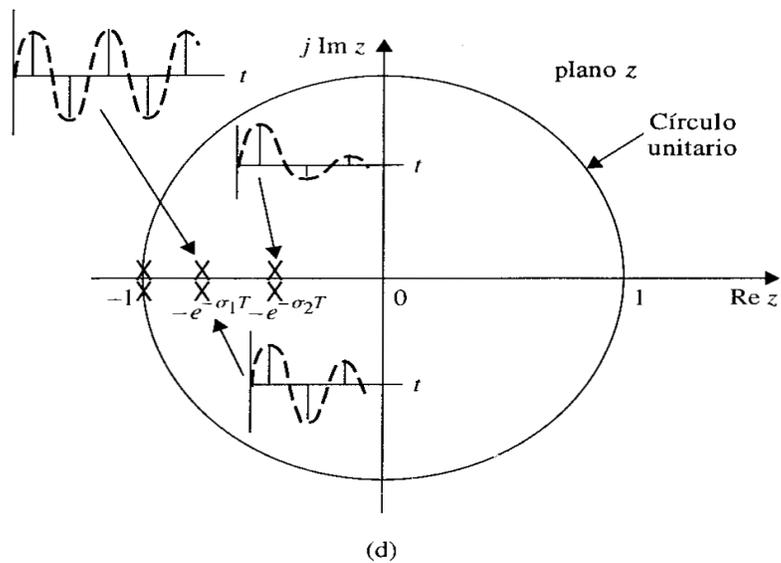
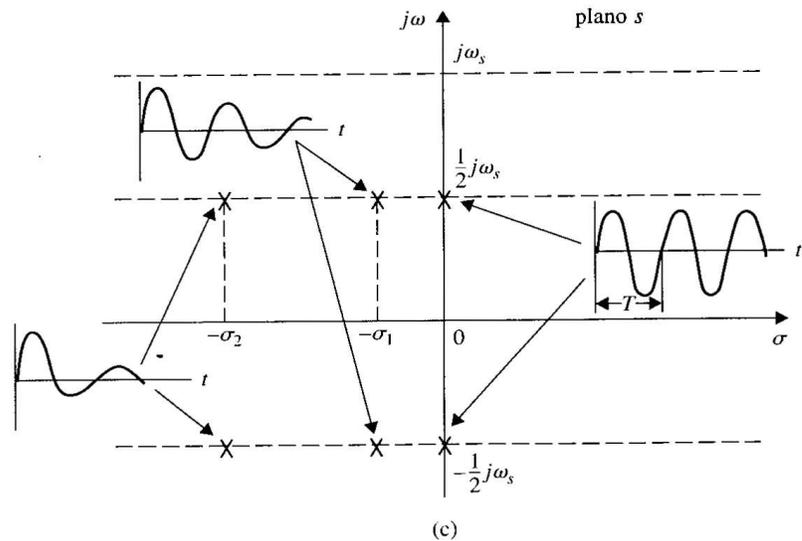


Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 440.

Como se observó, al variar la razón de muestreo, varía la forma en que responde el sistema de control, y para este análisis nos vale de la función de transferencia en función de "z", y del gráfico de dicha función. La figura 26 muestra a detalle como responde el sistema ante la variación del tiempo de muestreo. Estas figuras dan una idea más general para la interpretación en la variación de este parámetro, algo que es importante al momento del diseño del sistema de control que se trata en este documento, de hecho, como se verá en el capítulo 4. El instrumento virtual creado para el diseño del sistema de control de temperatura, contiene una parte enfocada al análisis en tiempo discreto del sistema en diseño, por supuesto Labview contiene funciones especiales para dicho análisis, funciones que facilitan tanto la transformación de la función de transferencia en función de "s" a otra en función de "z", como el propio análisis gráfico para tal función.

Figura 26. a) Respuestas transitorias correspondientes a la localización de varios polos en el plano "s" (sólo polos complejos conjugados). b) Secuencia de respuesta transitoria correspondiente a la localización de varios polos en el plano "z".





Fuente: Buenjamen Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 448-449.

### 1.3 Análisis de sistemas de control en el dominio de la frecuencia.

En la práctica el desempeño de un sistema de control se mide más realísticamente por sus características en el dominio del tiempo. La razón es que el desempeño de la mayoría de los sistemas de control se juzga con base en la respuesta del tiempo debido a ciertas señales de prueba. Esto contrasta con el análisis y diseño de sistemas de comunicación para los cuales la

respuesta en frecuencia es de mayor importancia, ya que la mayoría de señales a ser procesadas son de tipo senoidal o están compuestas por componentes senoidales, cosa que no se presenta en el diseño tratado en este trabajo de graduación, sin embargo, el análisis en el dominio de la frecuencia presenta un punto de vista alternativo para problemas de diseño de sistemas de control por lo que cubriremos la correlación que hay entre el análisis en el dominio del tiempo y el análisis en el dominio de la frecuencia.

### 1.3.1 Correlación entre el análisis en el dominio de la frecuencia y el análisis en el dominio de la frecuencia.

En resumen la relación entre la respuesta en el dominio del tiempo y las características en el dominio de la frecuencia del sistema prototipo de segundo orden se presenta a continuación.

1. El pico de resonancia  $M_r$  de la respuesta en frecuencia en lazo cerrado depende de  $\zeta$  solamente. Cuando  $\zeta$  es cero  $M_r$  es infinita. Cuando  $\zeta$  es negativa, el sistema es inestable y el valor de  $M_r$  ya no tiene sentido. Cuando  $\zeta$  se incrementa,  $M_r$  disminuye. Para  $\zeta \geq 0.707$ ,  $M_r=1$  y  $\omega_r=0$ . Al comparar con la respuesta al escalón unitario, el sobrepaso máximo en la ecuación es igual a 0 cuando  $\zeta \geq 1$ .
2. El ancho de banda es directamente proporcional a  $\omega_n$ ; esto es, **BW** se incrementa y disminuye en forma lineal con respecto a  $\omega_n$ . **BW** también disminuye con el incremento en  $\zeta$  para una  $\omega_n$  fija. Para la respuesta al escalón unitario, el tiempo de levantamiento aumenta cuando  $\omega_n$  disminuye. Por tanto, el BW y el tiempo de levantamiento son inversamente proporcionales entre sí.

3. El ancho de banda y  $M_r$ , son proporcionales entre sí para  $0 \leq \zeta \leq 0.707$ .

La correlación entre la ubicación de los polos, la respuesta al escalón unitario, y la magnitud de la respuesta en frecuencia para el sistema prototipo de segundo orden se resumen en la figura 27.

Definiremos algunos términos correspondiente al análisis del dominio de la frecuencia y que han sido utilizados en la figura 27, estos son;  $M_r$ ,  $\omega_r$  y BW.

$\omega_r$  es la frecuencia de resonancia en la cual el pico de resonancia  $M_r$  ocurre. Esta frecuencia es función de la frecuencia natural no amortiguada  $\omega_n$  y el factor de amortiguamiento relativo  $\zeta$  como se ve en la siguiente ecuación:

$$\omega_r = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$$

$M_r$  es el pico de resonancia, y es el valor máximo de  $|M(j\omega)|$  (función de transferencia de prototipo de segundo orden) y esta representado por la siguiente ecuación:

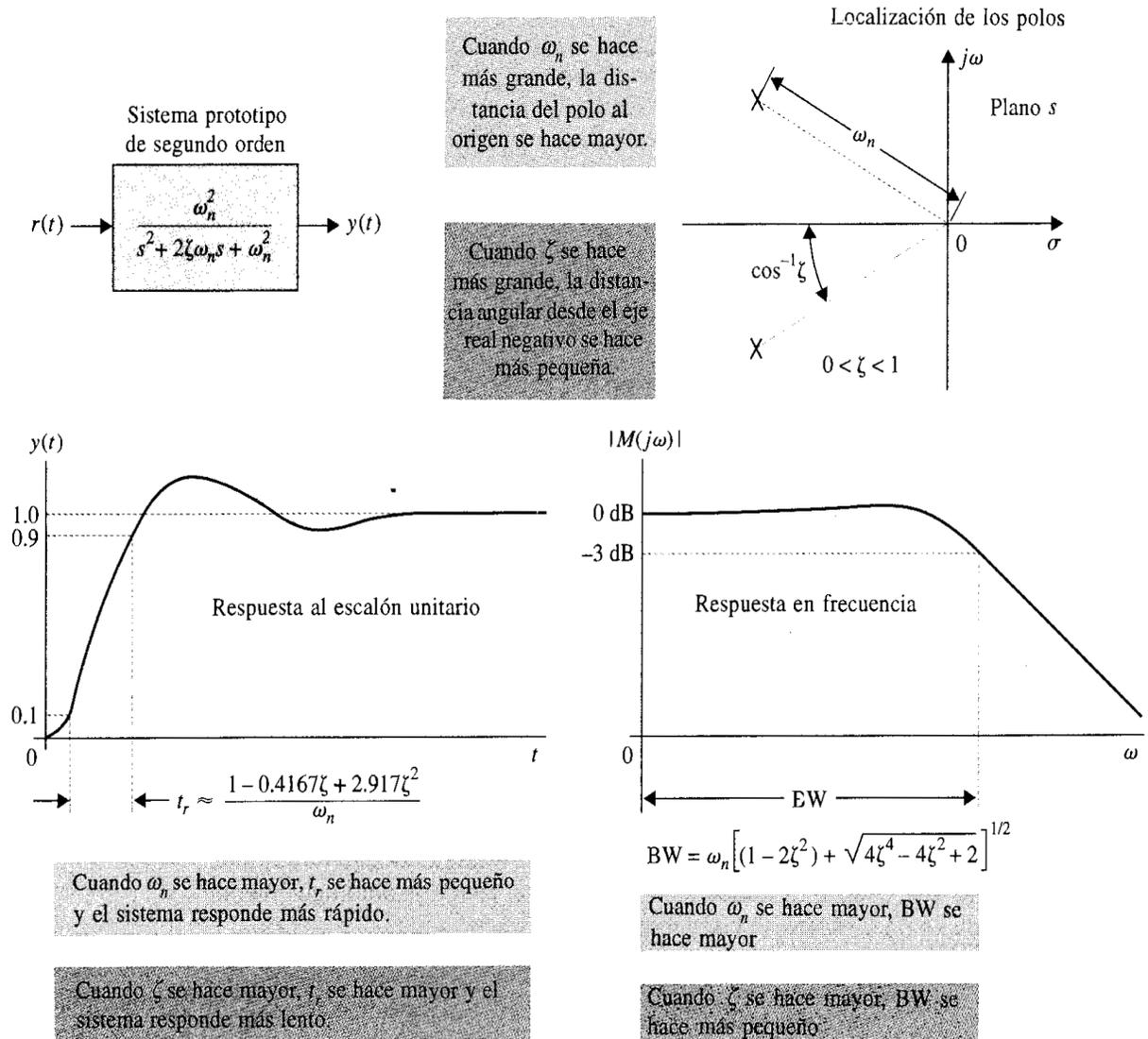
$$M_r = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \quad \zeta \leq 0.707$$

BW es el ancho de banda en la cual  $|M(j\omega)|$  cae al 70.7% de, o 3 dB debajo de su valor en la frecuencia cero, y esta representado por la siguiente ecuación.

$$BW = \omega_n \left[ (1 - 2\zeta^2) + \sqrt{\zeta^4 - 4\zeta^2 + 2} \right]^{1/2}$$

La figura 28 muestra como varia en ancho de banda a una  $\omega_n$  fija en función del factor de amortiguamiento relativo  $\zeta$ .

**Figura 27. Correlación entre la localización de polos, la respuesta al escalón unitario, y la magnitud de la respuesta en frecuencia.**



El ancho de banda y el tiempo de levantamiento son inversamente proporcionales.

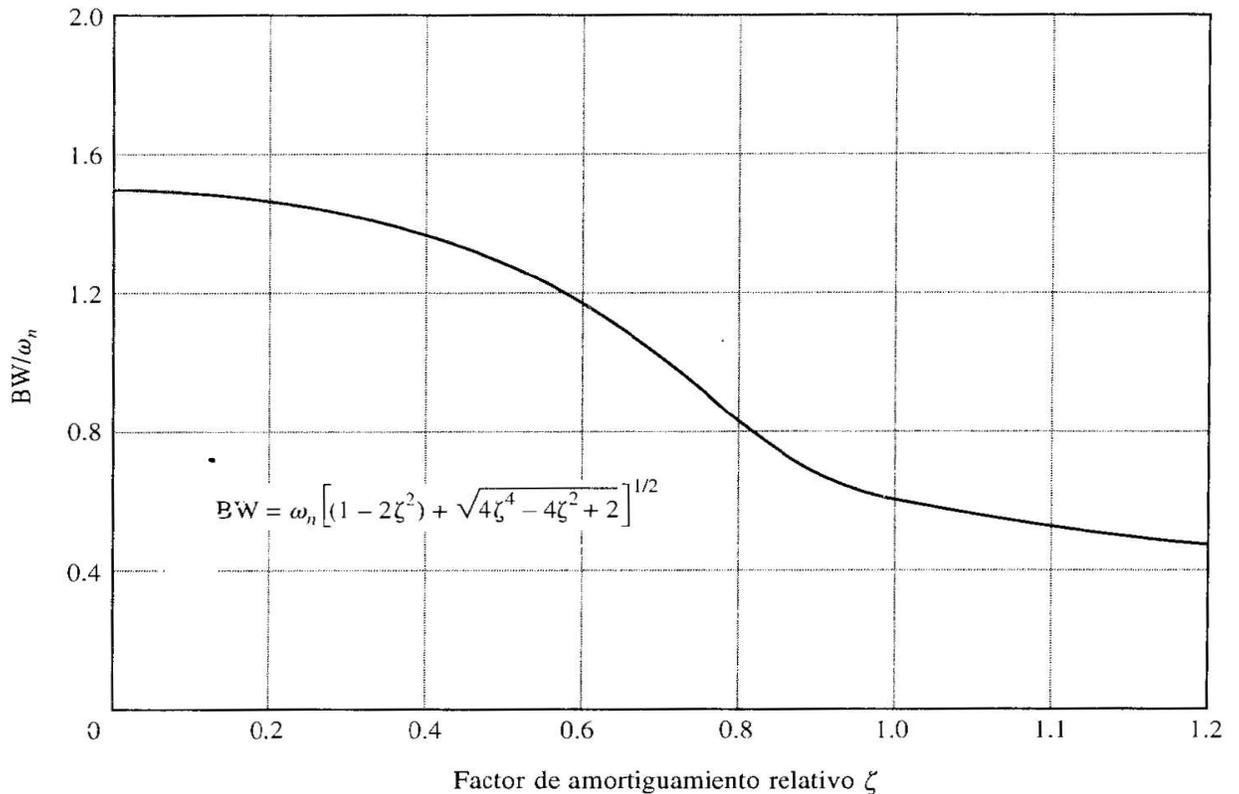
Por tanto, a mayor ancho de banda, el sistema responderá más rápido.

El incrementar  $\omega_n$  incrementa BW y decrementa  $t_r$ .

El incrementar  $\zeta$  decrementa BW e incrementa  $t_r$ .

Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 550.

**Figura 28. Ancho de banda en función del factor de amortiguamiento relativo para un sistema de segundo orden.**



Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 549.

#### 1.4 Diseño de sistemas de control.

Hasta ahora todos los fundamentos que se han visto llevan al objetivo principal del diseño del sistema de control del prototipo en estudio. El diseño de sistemas de control involucra los tres pasos siguientes:

1. Determinar qué debe hacer el sistema y cómo hacerlo (especificaciones de diseño).
2. Determinar la configuración del compensador o controlador relativa a cómo está conectado al proceso controlado.

3. Determinar los valores de los parámetros del controlador para alcanzar los objetivos de diseño.

#### **1.4.1 Especificaciones de diseño.**

Las especificaciones de diseño describen qué debe hacer el sistema y cómo hacerlo. Estas especificaciones son únicas para cada aplicación individual y con frecuencia incluyen especificaciones como estabilidad relativa, precisión en estado estable (error), respuesta transitoria, y características de respuesta en frecuencia. En algunas aplicaciones puede haber especificaciones adicionales sobre sensibilidad a variaciones de parámetros, es decir, el diseño debe tener robustez, o rechazo a perturbaciones.

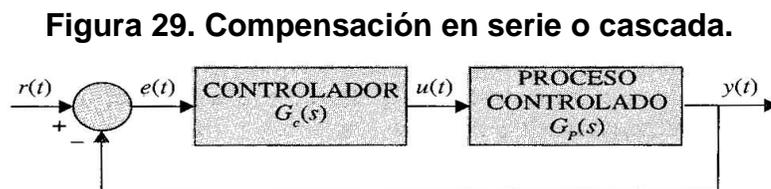
El desarrollo y la disponibilidad de software de computadora amigable y poderoso (como Labview) ha cambiado rápidamente la práctica del diseño de sistemas de control, que hasta hace poco había estado dictado por el desarrollo histórico. Con herramientas de software modernas se disminuye considerablemente la ventaja histórica del diseño en el dominio de la frecuencia, el cual está basado en la conveniencia de realizar el diseño gráfico en forma manual y realizar diseños en el dominio en el tiempo, que es a lo que apegaremos en el diseño presentado en este documento. Además, generalmente es difícil, excepto para el diseñador experimentado, seleccionar un conjunto coherente de especificaciones en el dominio de la frecuencia que correspondan a requisitos de desempeño en el dominio del tiempo.

#### **1.4.2 Configuración del controlador.**

La mayoría de los métodos de diseño de sistemas de control convencionales se basan en el diseño de una configuración fija, en el que en un principio el

diseñador decide la configuración básica del sistema diseñado completo y el lugar donde el controlador estará colocado en relación con el proceso controlado. Entonces, el problema involucra el diseño de los elementos del controlador. Debido a que la mayoría de los esfuerzos de control involucran la modificación o compensación de las características de desempeño del sistema, el diseño general que emplea una configuración fija también es llamada compensación.

Existen varias configuraciones comúnmente empleadas con compensación controlador, a continuación se describe la que se utilizará para nuestro diseño, la figura 29 describe esta configuración, que no es mas que el controlador en serie con el proceso.



Fuente: Buenjamin Kuo, **Sistemas de control automático**. Pág. 668.

Uno de los controladores más ampliamente empleado en los esquemas de compensación es el controlador PID, mismo que se tomará en cuenta para el diseño de los instrumentos virtuales a cargo del propio diseño del sistema de control. Este controlador PID aplica una señal al proceso que es una combinación proporcional, integral y derivativa de la señal de actuación. Debido a que estos componentes de la señal se pueden realizar y visualizar con facilidad en el dominio del tiempo, los controladores PID se diseñan comúnmente empleando métodos en el dominio del tiempo, una de las razones por la cual utilizaremos este tipo de controlador.

### 1.4.3 Principios fundamentales de diseño.

Una vez elegido el controlador, la siguiente tarea es determinar los valores de los parámetros del controlador. Estos parámetros son típicamente coeficientes de una o más funciones de transferencia que componen al controlador. Con base en esta información, se determinan los parámetros del controlador para que se cumplan todas las especificaciones de diseño. Mientras algunas veces este proceso es directo, más frecuentemente no involucra muchas iteraciones de diseño, ya que normalmente los parámetros del controlador interactúan unos con otros y afectan las especificaciones de diseño en formas conflictivas.

Al realizar el diseño en el dominio del tiempo, que es el de interés en el diseño desarrollado en este documento, se debe mantener en mente con relación a los instrumentos virtuales a diseñar, que el diseño en el dominio del tiempo normalmente se basa fuertemente en el plano “ $s$ ” y en el lugar geométrico de las raíces. A continuación se resumen las características en el dominio de la frecuencia y del tiempo para que se puedan emplear como guía para propósitos de diseño.

1. Los polos complejos conjugados de la función de transferencia en lazo cerrado producen una respuesta al escalón unitario que es subamortiguada. Si todos los polos son reales, la respuesta al escalón unitario es sobreamortiguada. Sin embargo, los ceros de la función de transferencia en lazo cerrado pueden causar un sobrepaso aun si el sistema es sobreamortiguado.
2. La respuesta de un sistema está dominada por aquellos polos más cercanos al origen del plano  $s$ . Los transitorios debidos a aquellos polos a la izquierda decaen más rápido.

3. Mientras más alejados a la izquierda en el plano  $s$  estén los polos dominantes del sistema, el sistema responderá más rápido y mayor será el ancho de banda.
4. Mientras más alejados a la izquierda del plano  $s$  estén los polos dominantes del sistema, más caro será y más grandes serán sus señales internas. Aunque esto se puede justificar en forma analítica, es obvio que golpear más fuerte un clavo con un martillo hará que el clavo entre más rápido pero requiere más energía por golpe.
5. Cuando un polo y un cero de una función de transferencia de un sistema se cancelan uno con el otro, la porción de la respuesta del sistema asociada con el polo tendrá una magnitud más pequeña.
6. Las especificaciones en los dominios del tiempo y de la frecuencia están asociadas vagamente. El tiempo de levantamiento y el ancho de banda son inversamente proporcionales. El margen de fase, el margen de ganancia,  $M_r$ , y el amortiguamiento son inversamente proporcionales.

#### **1.4.4 Diseño del controlador PID.**

Al utilizar solamente el controlador PD este añade amortiguamiento al sistema, pero no afecta la respuesta en estado estable. El controlador PI puede mejorar la estabilidad relativa y el error en estado estable al mismo tiempo, pero el tiempo de levantamiento se incrementa. Esto conduce a emplear un controlador PID para que se empleen las mejores características de los controladores PI y PD.

Se puede describir el siguiente procedimiento para el diseño del controlador PID.

1. Considerar que el controlador PID consista de una parte PI conectada en cascada con una parte PD. La función de transferencia del controlador PID se escribe como:

$$G_C = K_P + K_D + \frac{K_I}{s} = (1 + K_{D1}s) \left( K_{P2} + \frac{K_{I2}}{s} \right).$$

La constante proporcional de la parte PD se hace unitaria, ya que sólo se necesitan tres parámetros en el controlador PID. Al igualar ambos miembros de la ecuación anterior en este mismo inciso para  $G_C$ .

$$K_P = K_{P2} + K_{D1}K_{I2}$$

$$K_D = K_{D1}K_{P2}$$

$$K_I = K_{I2}$$

2. Considere que sólo la parte PD está operando. Seleccione el valor de  $K_{D1}$  para lograr una parte de la estabilidad relativa deseada. En el dominio del tiempo, esta estabilidad relativa se puede medir mediante el sobrepaso máximo, y en el dominio de la frecuencia con el margen de fase.
3. Seleccione los parámetros  $K_{I2}$  y  $K_{P2}$  para que el requisito de la estabilidad relativa sea satisfecho.

## 2. COMPONENTES DEL SISTEMA DE CONTROL

En este capítulo se describirán los aspectos más importantes de cada elemento que compone el sistema de control, es decir, los aspectos que se deben considerar de cada elemento puesto que influyen directamente en el diseño de los instrumentos virtuales (VI's) y de esta manera indirectamente en el propio diseño del sistema de control y el análisis de las variables del proceso. Los elementos a describir se han clasificado de la siguiente manera.

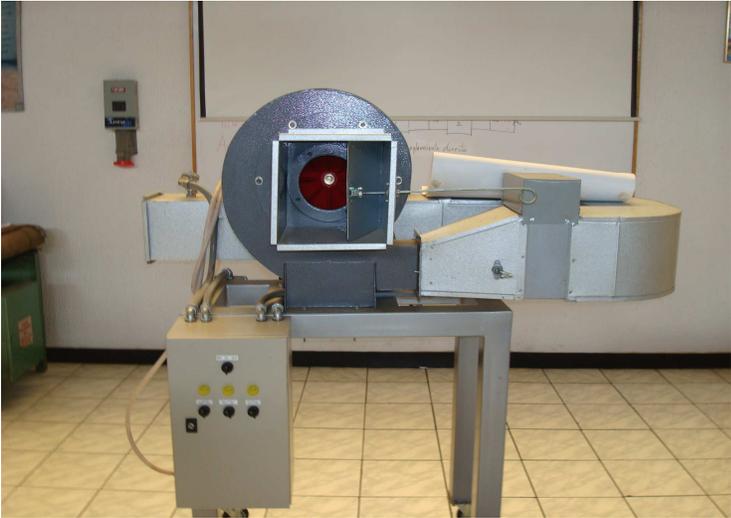
1. Controlador.
2. Actuación.
3. Proceso.
4. Medición.
5. Perturbación.

La figura 30 muestra el prototipo en estudio y la figura 31 un diagrama esquemático de la conexión entre los diferentes elementos que componen el sistema de control en diseño, obviamente la perturbación no es una parte física por lo que no aparece en la figura 30, pero las perturbaciones están intrínsecamente relacionadas con el proceso y se consideran un elemento adicional en el diagrama de bloques del sistema de control (ver figura 5).

En el diagrama también observamos a una computadora conectada al controlador, y lo que se quiere describir con esta computadora es que a pesar de que el controlador multidrive cuenta con diferentes platillas o macros en donde están agrupados todos los archivos que contienen los diferentes parámetros que gobiernan las entradas y salidas analógicas y digitales para ser modificados dependiendo de la aplicación, como se describirá en la sección del controlador, estos no se utilizarán sino que más bien se extraerán los

parámetros por medio del protocolo de comunicación OPC (OLE (Object linking and embedding) for process control) para ser manipulados por Labview, para aprovechar de esta manera la diversidad de herramientas que posee Labview tanto gráficas como programáticas.

**Figura 30. Prototipo. (a) Vista frontal, (b) Vista trasera, (c) Vista lateral derecha y (d) Vista lateral izquierda.**



**(a)**



**(b)**



**(c)**



**(d)**

Fuente: El autor.

**Figura 31. Elementos que componen el sistema de control.**

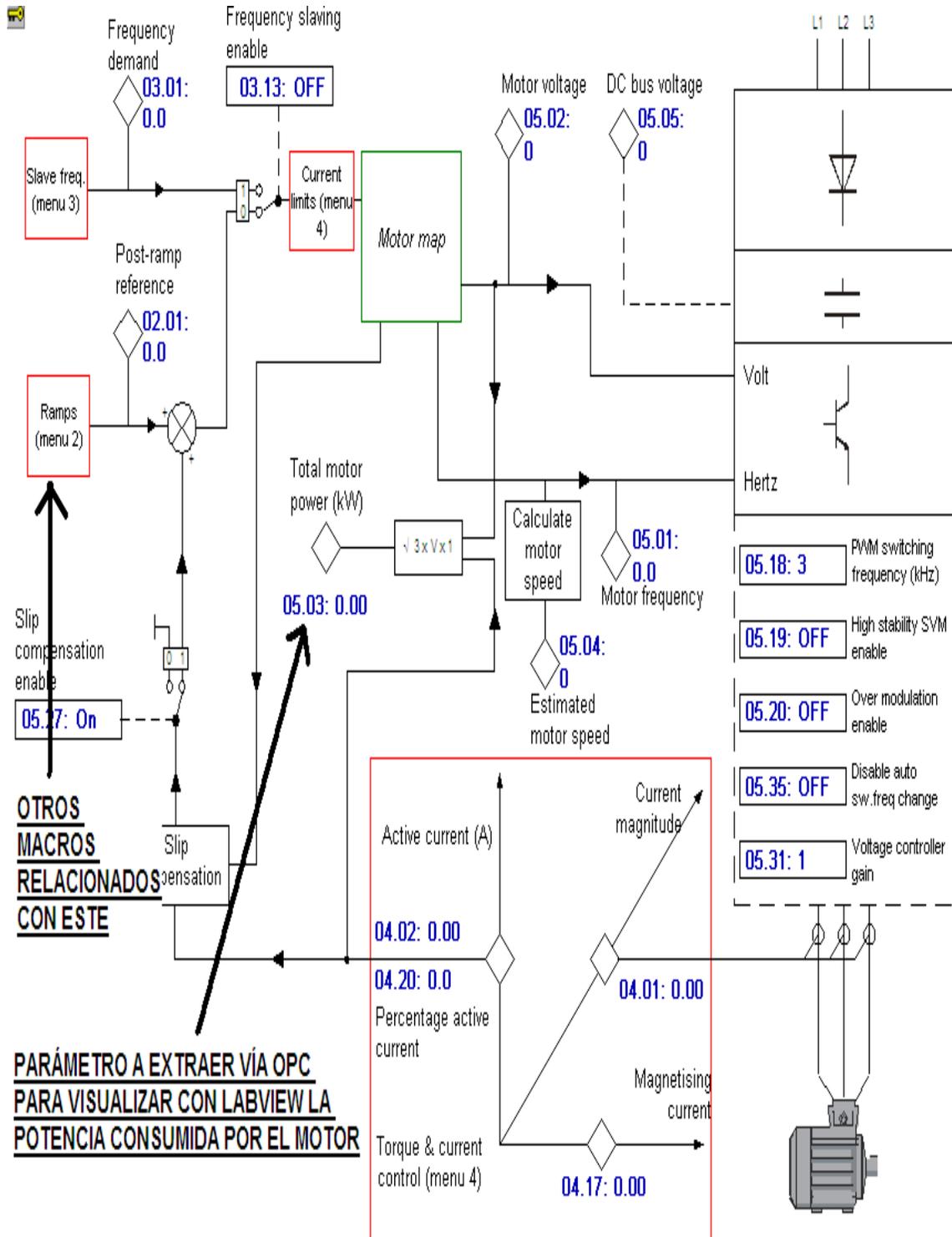


Fuente: El autor.

## 2.1 Controlador.

El nombre del controlador a utilizar es Multidrive, este es un equipo de adquisición y generación de señales inteligente con flexibilidad en comunicación e integración. Este controlador posee 5 E/S analógicas, 7 E/S digitales y una desconexión segura de par, parte de estas entradas y salidas análogas y digitales son las que se utilizarán para conectar los diferentes elementos del sistema de control. Como se mencionó al inicio de esta sección, este controlador debido a que es en sí un variador de frecuencia inteligente posee diversas plantillas o macros para controlar una variedad de parámetros que gobiernan al motor de inducción, como por ejemplo: rampa y tipo de rampa (lineal o cuadrática) de velocidad ascendente y descendente que como veremos adelante influyen en el consumo energético del motor de inducción acoplado al ventilador. En la figura 32 vemos uno de tantos macros que trae incorporado el Multidrive.

**Figura 32. Ejemplo de un macro o plantilla del variador Multidrive.**



Fuente: El autor.

### 2.1.1 Multidrive como variador de frecuencia.

Como ya se mencionó, dentro de la flexibilidad de integración que posee el controlador Multidrive, el de particular interés en relación al diseño del sistema de control y el análisis de las variables del proceso es el de integrar el motor de inducción acoplado al ventilador al controlador en su función variador de frecuencia, ya que deseamos demostrar con que tipo de regulación de caudal de aire se consume menos energía. Al variar la frecuencia del motor de inducción indirectamente variamos su velocidad y por ende el caudal de aire en el canal de ventilación e incluso se puede obtener mayor ahorro energético escogiendo entre varias rampas de velocidad como se verá en la sección 2.1.1.2.1, por lo que es necesario ahondar un poco en estos detalles.

La siguiente ecuación muestra que al variar la frecuencia la velocidad del motor cambia:

$$n_{\text{sin } c} = \frac{120 f_e}{P}$$

donde:

$n_{\text{sin } c}$  = Velocidad sincrónica de un motor de inducción.

$f_e$  = Frecuencia eléctrica de alimentación.

$P$  = Número de polos del motor.

Otro aspecto que los variadores consideran es el efecto *degradación*, que no es mas que la disminución proporcional de voltaje que se debe de hacer con respecto a la disminución de la frecuencia del motor, la siguiente ecuación demuestra el porque:

$$\phi(t) = \frac{V_M}{\omega N_P} \cos \omega t$$

Nótese que la frecuencia eléctrica aparece en el denominador de esta expresión. Entonces, si la frecuencia eléctrica aplicada al estator disminuye en 10%, mientras que la magnitud del voltaje aplicado al estator permanece constante, el flujo en el núcleo del motor se incrementará en cerca de 10%. Sin embargo, en la región saturada de la curva de magnetización del motor, un aumento de 10% en el flujo requiere un aumento mucho mayor en la corriente de magnetización.

#### **2.1.1.1 Inversores.**

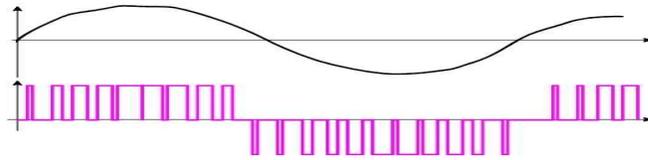
Los inversores son circuitos con dispositivos de estado sólido diseñados especialmente para convertir frecuencia estática, potencia alterna de una frecuencia a potencia alterna de otra frecuencia. Tradicionalmente existen dos aparatos para la conversión ac de frecuencia estática: el cicloconvertidor y el *rectificador-inversor*. A continuación solamente se describirá la parte de inversión por modulación de ancho de pulso correspondiente a la configuración *rectificador-inversor* puesto que es la de mayor interés y ampliar así la información sobre el funcionamiento del variador.

##### **2.1.1.1.1 Inversores por modulación de ancho de pulso MAP (PWM en inglés).**

Este tipo de inversores tienen una forma de generar señales senoidales partiendo de señales continuas verdaderamente original y, a primera vista, descabellada.

En la figura 33 se muestra en primer lugar el tipo de onda que se pretende obtener (una senoide convencional) y en segundo término, lo que verdaderamente se obtiene. No se puede decir que ambas cosas se parezcan mucho.

**Figura 33. Onda senoidal y onda modulada equivalente.**



Fuente: [www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica](http://www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica)

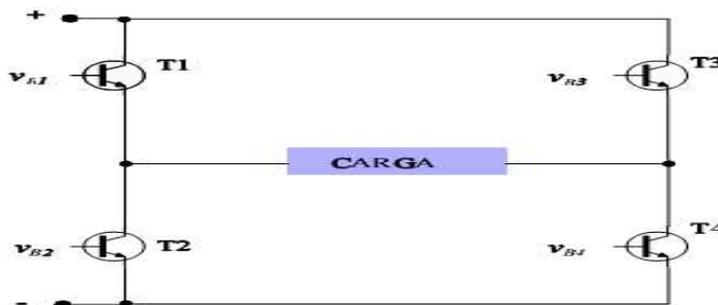
Si la segunda onda correspondiese con la tensión aplicada a un motor, de ninguna manera se podría afirmar que ese motor se está alimentando con una tensión senoidal; quizás la corriente que tomase el motor, al hacer los bobinados de filtro, sí pudiera parecer más senoidal, pero desde luego la tensión que la origina de ninguna forma es senoidal.

A pesar de esta primera contrariedad, el método PWM es extremadamente popular en la generación de sistemas de alimentación de frecuencia variable, pues tiene una ventaja que lo destaca del resto: con él es extremadamente fácil controlar la frecuencia de la tensión de salida.

Como se aprecia en la figura anterior, la esencia del método consiste en generar un tren de pulsos de altura fija, pero de ancho “más o menos” proporcional a la amplitud de la onda.

El esquema básico de funcionamiento de un inversor es el que se muestra en la figura 34.

**Figura 34. Esquema básico de un inversor.**

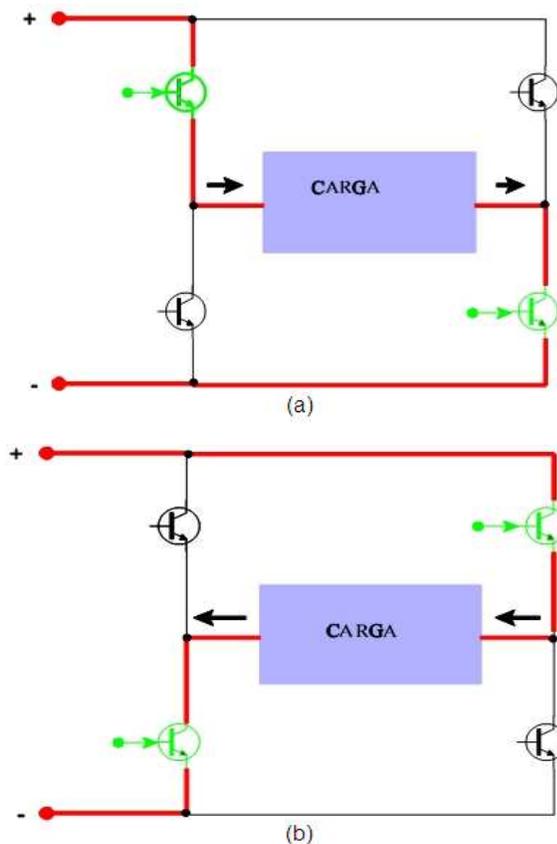


Fuente: [www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica](http://www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica)

Hay una carga en medio de cuatro transistores de potencia, los cuales se alimentan con tensión continua según se muestra.

Dependiendo de cómo se encuentren los transistores (cortados o saturados) se podrá hacer que con una única alimentación, la corriente que pase por la carga tenga una dirección u otro. Es decir, si se activan T1 y T4. La corriente circula de izquierda a derecha. Mientras que si los transistores activados son los otros dos, la corriente circula de derecha a izquierda. La Figura 35 (a) y (b) muestran este comportamiento.

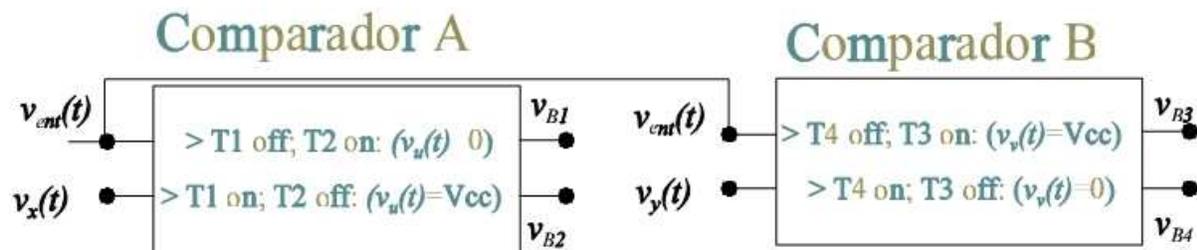
**Figura 35. (a) Transistores T1 y T4 activados, (b) Transistores T3 y T2 activados.**



Fuente: [www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica](http://www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica)

Para conseguir que se alternen los transistores en la conducción, un procedimiento consiste en disponer como tensión de alimentación de las bases de los transistores las salidas de dos comparadores como los que se muestran en la figura 36. El comparador A controla T1 y T2 y el B controla T3 y T4, de forma que nunca los dos transistores estén conduciendo simultáneamente (en ese caso tendríamos un cortocircuito). Hay tres señales que gobiernan el funcionamiento de los comparadores:  $V_{ent}(t)$  (común para los dos),  $V_x(t)$  y  $V_y(t)$  (específicas de cada uno de los comparadores).

**Figura 36. Comparadores.**

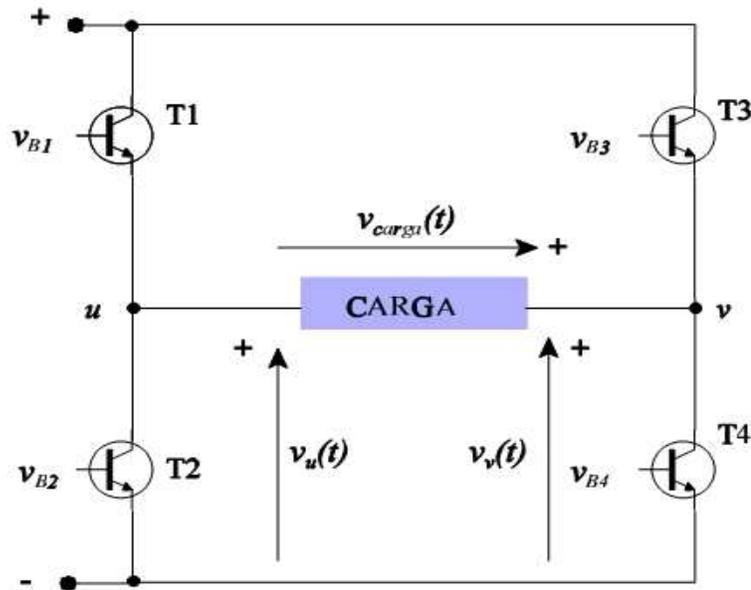


Fuente: [www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica](http://www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica)

Para el comparador A, si la señal mayor (se trata de un comparador que determina qué señal de las dos entradas es la mayor) es la tensión  $V_{ent}(t)$ , entonces se activa T2 y se corta T1, con lo que se consigue que la tensión en el nudo u sea cero voltios; mientras que si la tensión mayor es  $V_x(t)$ , entonces que hace conducir a T1 y se desconecta T2, con lo que la tensión en el nudo u es ahora la máxima es decir  $V_{CC}$ . Para el comparador B las señales de entrada son  $V_{ent}(t)$  y  $V_y(t)$ , y el funcionamiento es tal que si la tensión mayor es  $V_{ent}(t)$  entonces se hace conducir a T3 con lo que se consigue que en el nudo v la tensión sea la máxima, y si la mayor es la tensión  $V_y(t)$  entonces se hace conducir a T4. La figura 37 describe este comportamiento.

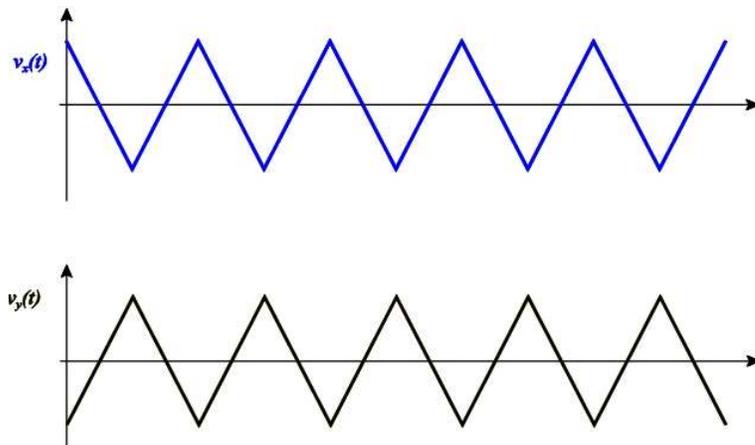
Las tensiones  $V_x(t)$  y  $V_y(t)$  corresponden con formas de onda triangulares con un desfase de  $180^\circ$  (en todo momento  $V_x(t) = -V_y(t)$ ); las dos ondas son fijas en cuanto a frecuencia y amplitud como lo muestra la figura 38.

**Figura 37. Voltajes  $V_u(t)$  y  $V_v(t)$  en el circuito básico de un inversor.**



Fuente: [www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica](http://www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica)

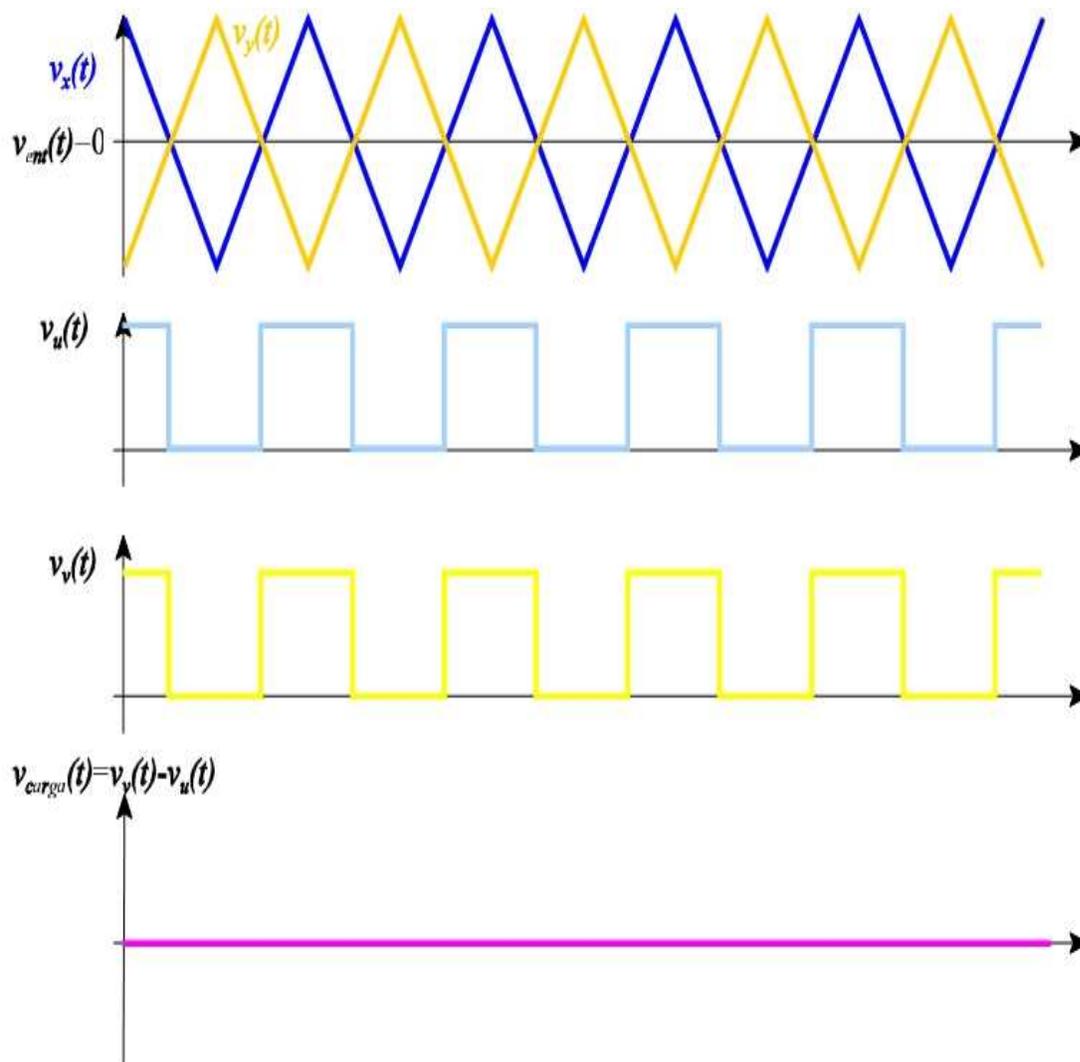
**Figura 38. Tensiones  $V_x(t)$  y  $V_y(t)$ .**



Fuente: [www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica](http://www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica)

Dependiendo de la tensión de entrada a los comparadores, las tensiones en los nodos u y v variará y en consecuencia la tensión en la carga (resta de las tensiones en esos nodos) también lo hará. Así por ejemplo, si la tensión de entrada es nula, la tensión en la carga también lo es, esto se ilustra en la figura 39.

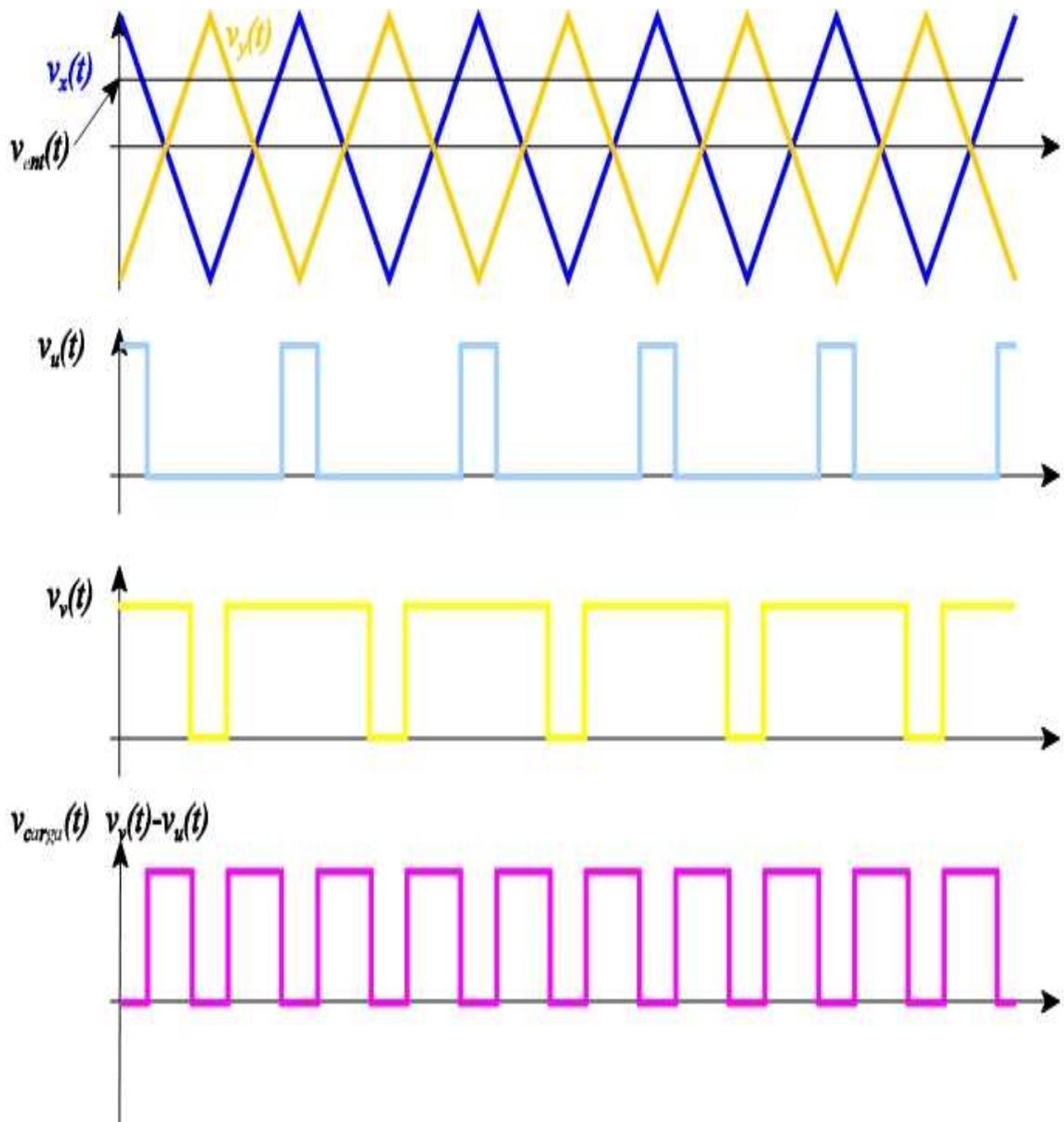
**Figura 39. Gráficos para las señales  $V_u(t)$ ,  $V_v(t)$ ,  $V_x(t)$ ,  $V_y(t)$  y la diferencia entre  $V_v(t)$  y  $V_u(t)$  cuando el voltaje de entrada es cero.**



Fuente: [www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica](http://www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica)

Cuando la tensión de entrada no es igual a cero la tensión resultante en la carga tendría el aspecto de la figura 40.

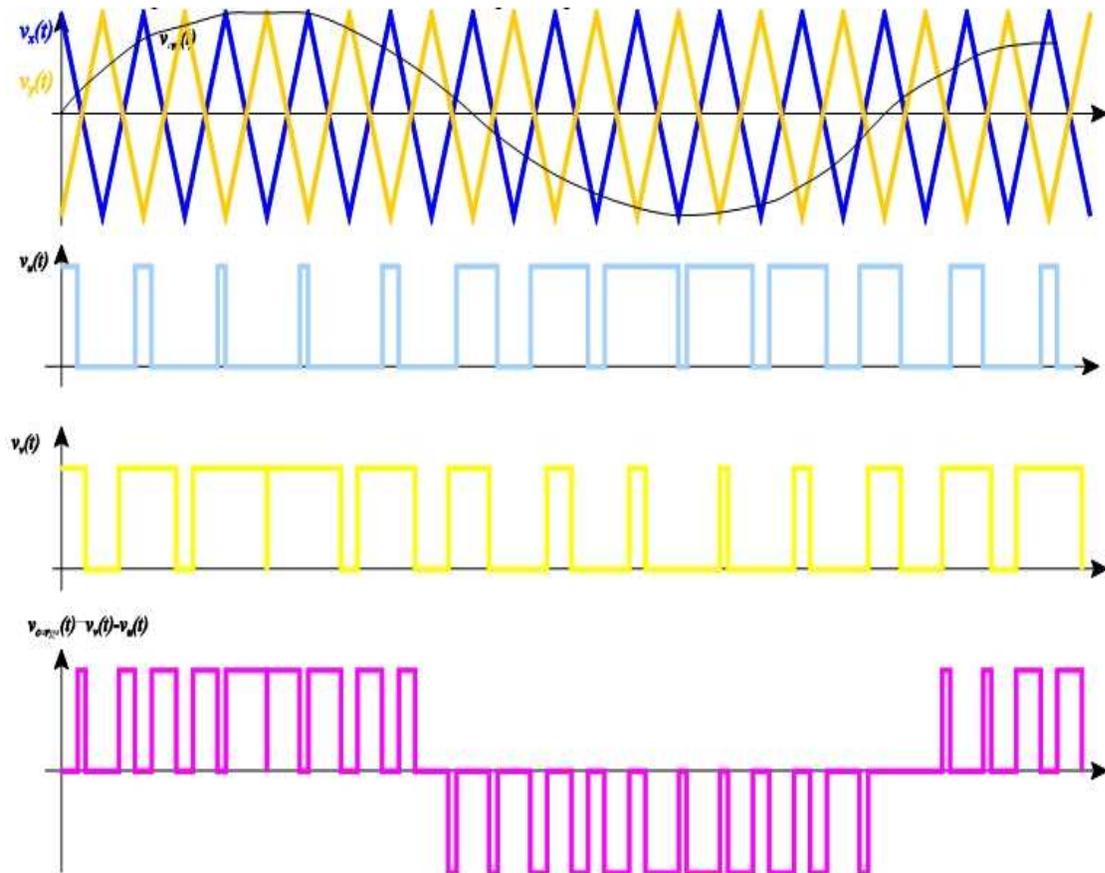
**Figura 40. Gráficos para las señales  $V_u(t)$ ,  $V_v(t)$ ,  $V_x(t)$ ,  $V_y(t)$  y la diferencia entre  $V_v(t)$  y  $V_u(t)$  cuando el voltaje de entrada difiere de cero.**



Fuente: [www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica](http://www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica)

Y si finalmente, la tensión de entrada se hace variar senoidalmente, la tensión en la carga tendrá un aspecto como el de la figura 41.

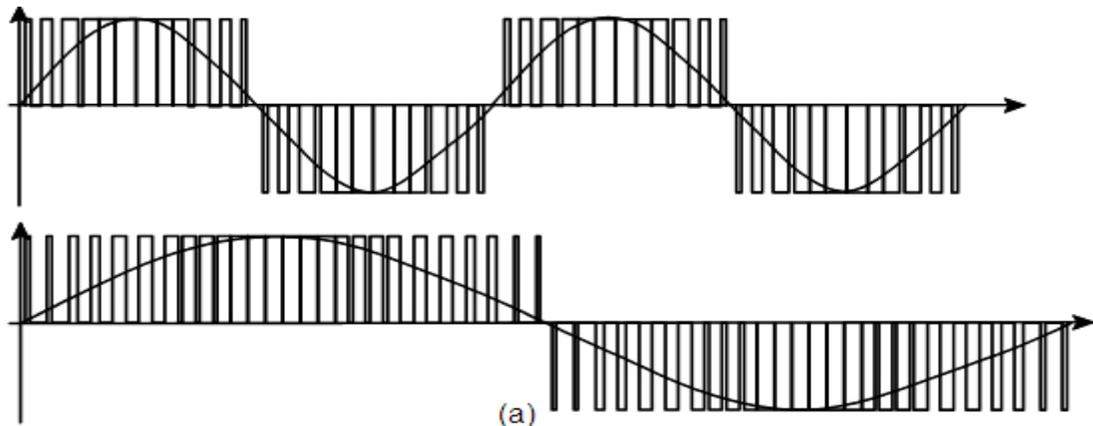
**Figura 41. Gráficos para las señales  $V_u(t)$ ,  $V_v(t)$ ,  $V_x(t)$ ,  $V_y(t)$  y la diferencia entre  $V_v(t)$  y  $V_u(t)$  cuando el voltaje de entrada varía senoidalmente.**



Fuente: [www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica](http://www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica)

De modo que al final, dependiendo de la frecuencia y amplitud de la señal de entrada, se consiguen señales de frecuencia y amplitud (voltaje) “equivalentes”, pero moduladas según su ancho de pulso como las de la figura 42.

**Figura 42. Ondas moduladas (a) frecuencia diferente y (b) voltaje diferente.**



Fuente: [www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica](http://www.elprisma.com/ingenieriaelectricayelectronica)

### 2.1.1.2 Escogencia de modelos de voltaje y frecuencia.

El tipo de carga mecánica que será impuesta al motor de inducción es la de un ventilador, este tipo de cargas requieren un par muy pequeño en el arranque (o en marcha a bajas velocidades) y tienen paras que aumentan con el cuadrado de la velocidad (como se verá más adelante en la sección 2.3.1.1.1). Con el controlador multidrive se pueden obtener varios modelos de voltaje contra frecuencia para que el motor de inducción coincida con el par requerido por su carga. En las figura 43 se pueden observar tres modelos diferentes de voltaje contra frecuencia y sus respectivas gráficas par contra velocidad, el modelo de la figura 43 (a) es el de uso general donde el voltaje y la frecuencia varían linealmente (la pequeña región de voltaje constante a muy bajas frecuencias es necesaria para asegurar que se tendrá algún par de arranque a las más bajas velocidades).

La figura 43 (b) muestra el modelo de voltaje contra frecuencia utilizado para cargas que tienen pares de arranque altos. Este modelo cambia también el voltaje de salida linealmente con los cambios en la frecuencia de salida para

velocidades inferiores a la velocidad base, pero tiene pendiente poco pronunciada para las frecuencias por debajo de 30 Hz. Para cualquier frecuencia dada por debajo de 30 Hz, el voltaje de salida será mayor que el del modelo anterior. Este voltaje más alto producirá un par más alto, pero a cambio de aumentar la saturación magnética y de mayores corrientes de magnetización. El aumento de saturación y las altas corrientes mencionadas son aceptados con frecuencia durante los cortos periodos requeridos para arrancar cargas pesadas.

Y por último el modelo de particular interés para nuestro análisis de consumo energético al utilizar varios métodos de regulación de caudal de aire se muestra en la figura 43 (c), es el de particular interés, ya que este modelo de voltaje contra frecuencia esta precisamente diseñado para cargas con bajo par de arranque y pares que varían con el cuadrado de la velocidad como el de los ventiladores, de esta manera se hará variar la velocidad del motor de inducción para ahorrar energía, ya que:

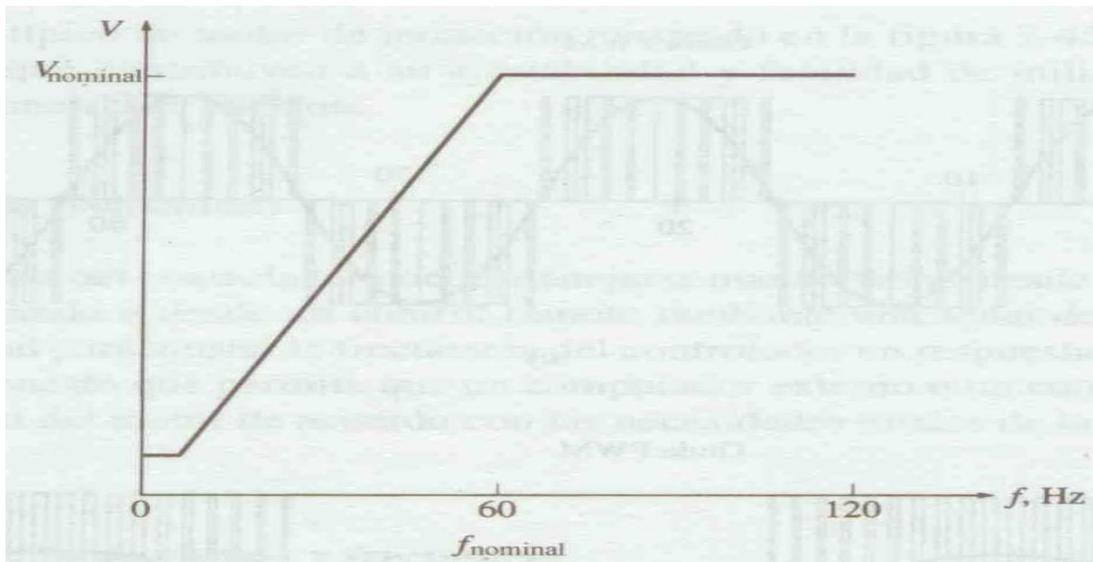
$$P = \sqrt{3}V_T I_A$$

donde para una conexión en delta:

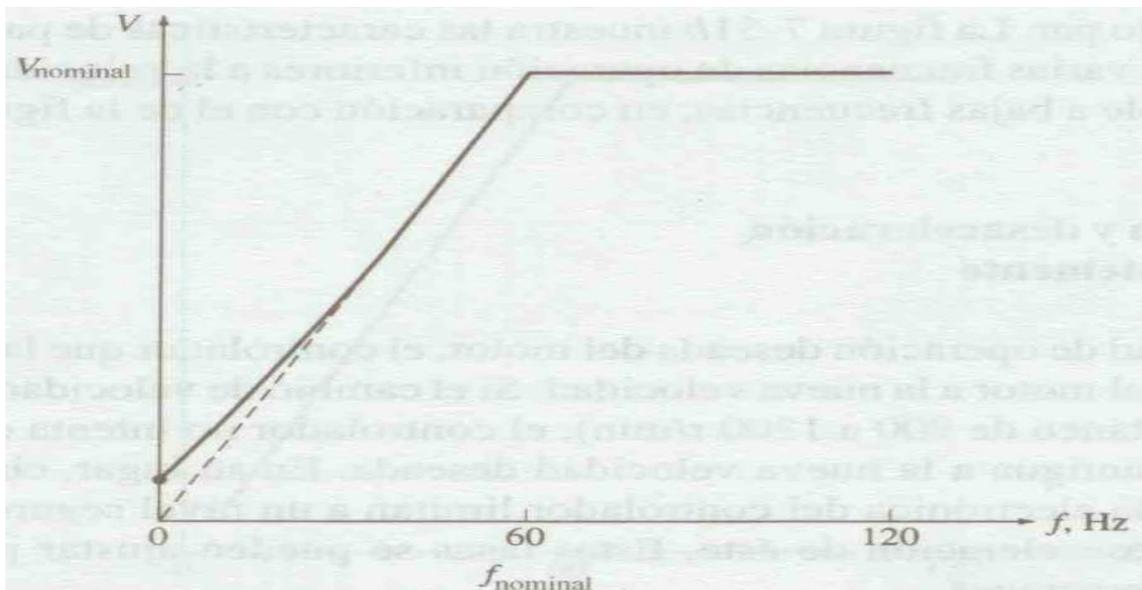
$V_T$  es el voltaje en los bornes del motor de inducción.

$I_A$  es la corriente activa =  $I_A = I_L \cos \phi$ .

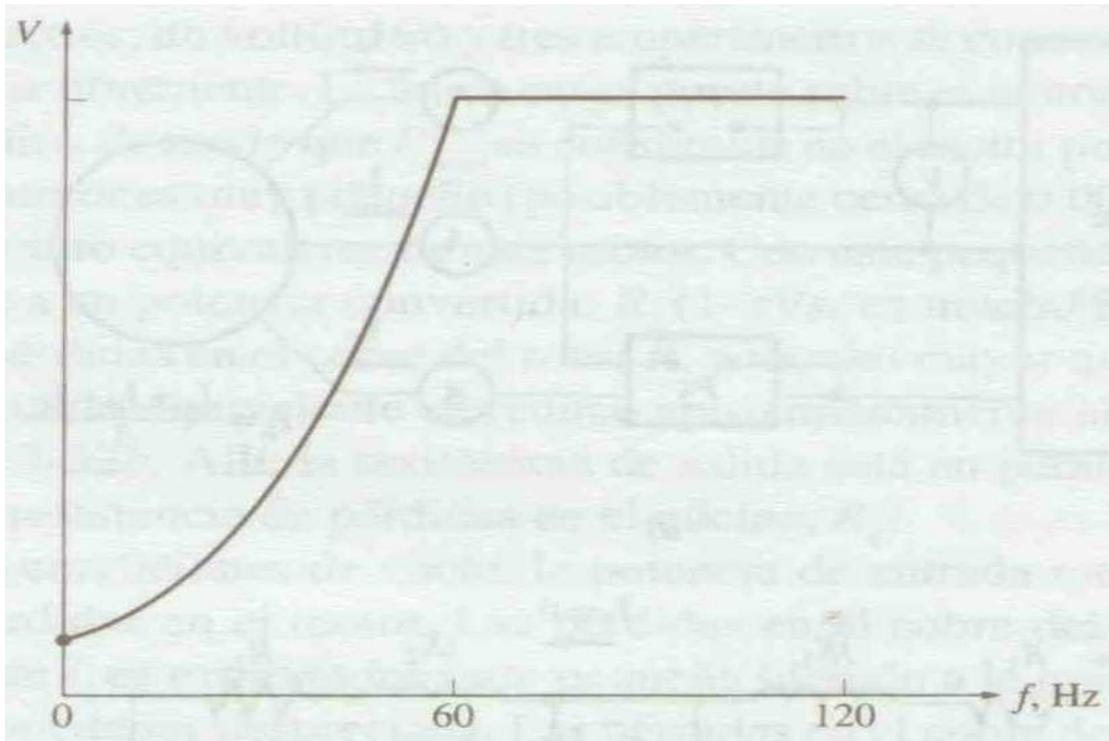
Figura 43. (a) modelo de uso general de voltaje contra frecuencia constante, (b) modelo de voltaje contra frecuencia casi constante para pares de arranque pesados y (c) modelo de voltaje contra frecuencia para pares de arranque livianos pero con cargas que varían al cuadrado de la velocidad. Cada modelo con su respectivo gráfico de par velocidad.



(a)



(b)



(c)

Fuente: Stephen J. Chapman, **Máquinas Eléctricas**. Pág. 458,460-461.

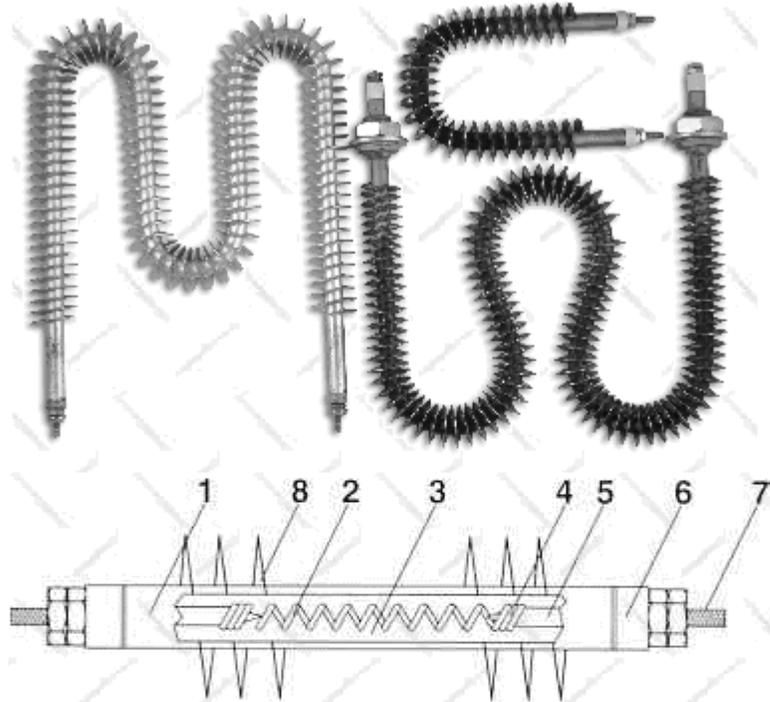
## 2.2 Actuación.

La parte donde el sistema de control actúa de acuerdo a la señal proveniente del algoritmo PID, que como ya se ha visto es; “proporcional” a la señal de error (diferencia entre la señal de referencia y la señal retroalimentada por medio del sensor), colocamos entre comillas proporcional ya que como se sabe la señal actuante obedece al algoritmo PID (proporcional integral derivativo) previamente diseñado, como lo es el objetivo del presente diseño. Pues bueno, esta señal actuante es la que comanda a los actuadores del sistema de control, que para el presente diseño está formado de una resistencia eléctrica (para la temperatura) y 4 electroválvulas (para la humedad relativa).

### **2.2.1 Resistencia eléctrica.**

El actuador del lazo cerrado de control (ver figura 5) en el presente diseño, y que está a cargo de modificar en forma automática la temperatura del aire que circula a través del canal de ventilación es una resistencia eléctrica, que por medio de una señal modulada proporcional a una señal de corriente en el rango de 4-20 mA aumenta o disminuye la potencia transmitida y por ende la cantidad de calor en ella, la señal de 4-20 mA es la que provendrá a la salida del Multidrive y que a su vez es la señal de salida del algoritmo PID. La figura 44 muestra las diferentes partes de la resistencia eléctrica que se utilizará, esta resistencia es de tipo tubular aleteada, este tipo de resistencia tiene como características principales el que asegura una excelente transferencia de calor y previene vibraciones en las aletas debidas a altas velocidades de aire, su longitud puede variar entre 12 y 96 pulgadas para un consumo mínimo de 530 Watts y un máximo de 5500 Watts respectivamente, con un máximo de consumo de corriente de 30 amperios, con lo cual no excedemos el amperaje máximo del componente electrónico de la figura 45, cuyo propósito es modular la señal de alimentación a la resistencia variando así la potencia que esta consume, en otras palabras el calor que esta emite al sistema, la señal que controla esta modulación es la señal de corriente de 4-20 mA proveniente de la salida del controlador PID cuando el proceso funcione automáticamente o proveniente de la señal de estímulo cuando se este realizando la prueba de reconocimiento del sistema por medio de Labview como se verá más adelante.

**Figura 44. Resistencia eléctrica tubular aleteada.**



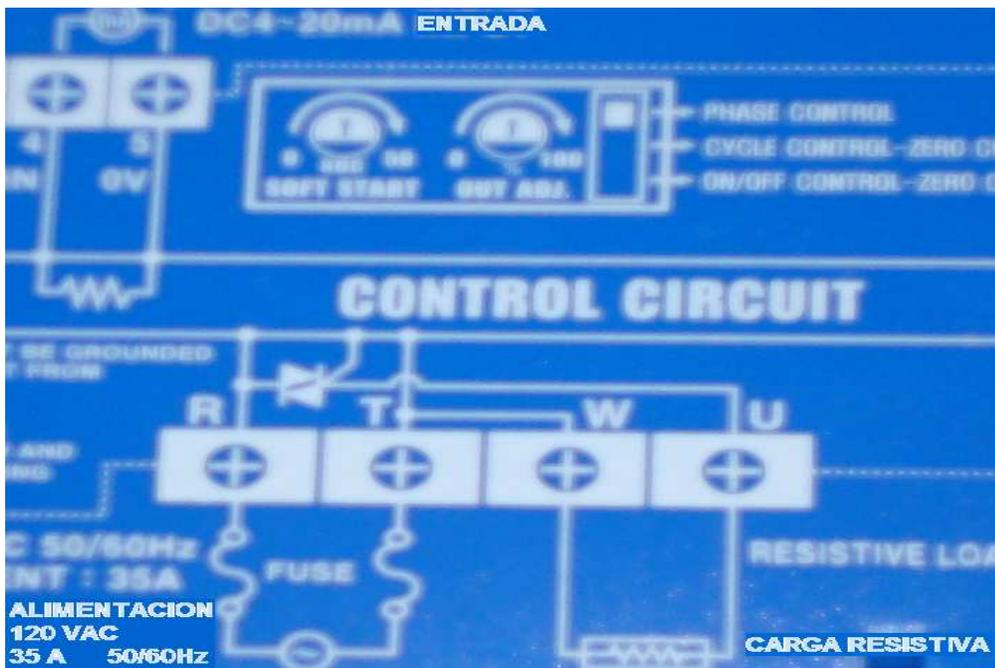
1. Acero, Acero inoxidable o Incoloy (recubrimiento anticorrosivo de aleación a base de níquel).
2. Cable situado en las proximidades de la superficie para asegurar la mayor transferencia de calor posible y la mínima temperatura interna posible mientras que conserva en buenas condiciones el dielectrico.
3. Óxido de magnesio puro comprimido a una óptima densidad para la mejor transferencia de calor y aislamiento eléctrico a elevadas temperaturas.
4. Conexión soldada.
5. Pin frío.
6. Aislamiento.
7. Terminal standard.
8. Aleta continua de acero pintado o acero inoxidable (aprox. 5 por pulgada).

Fuente: <http://www.hotwatt.com/tub.finned.htm>

Figura 45. (a) Componente y (b) Circuito electrónico que modula la señal actuante de 4-20mA.



(a)



(b)

Fuente: El autor.

### 2.2.2. Electroválvulas.

La parte actuante a cargo de modificar la humedad relativa son las 5 electroválvulas como las de la figura 46, totalmente abiertas o totalmente cerradas con un voltaje de 24 AC, debido a que esta parte actuante esta en una lazo abierto de control, ninguna señal proveniente a la salida de un algoritmo PID controlará el número de electroválvulas para tener mas o menos humedad relativa, que por cierto serían 5 estados de humedad relativa de acuerdo al numero de electroválvulas, cabe mencionar que no se colocó una electroválvula proporcional a una señal de entrada por ser un sistema de ventilación con fines académicos para analizar el comportamiento de la humedad y temperatura, para un proceso real una electroválvula con apertura proporcional a una señal de entrada hubiera sido la opción ideal para tener un control fino de la humedad relativa del aire. Por lo anteriormente mencionado, el número de electroválvulas abiertas o cerradas se comandara desde Labview vía OPC a través del controlador Multidrive (ver figura 31).

**Figura 46. Electrovalvulas.**



Fuente: El autor.

## 2.3 Proceso.

Se pudiera entender por proceso para el presente prototipo de aire acondicionado como todas las partes que componen a dicho prototipo, sin embargo, para fines de diseño del algoritmo de control, el proceso lo dividiremos en dos partes, una parte en la que la función de transferencia se extraerá en forma directa por medio de una señal de estímulo y una señal de respuesta, y otra parte en la que los elementos que afectan a la función de transferencia que modela al proceso se toman en cuenta pero como perturbación, habiendo dicho esto, el proceso a analizar por medio de la función de transferencia a extraer por medio del paquete de herramientas “control design a simulation toolkit” (por sus siglas en inglés) toma en cuenta a:

1. La resistencia eléctrica con su modulador de señal.
2. El sensor de temperatura (termopar tipo J).
3. El controlador Multidrive.
4. El intercambiador de calor (humidificación mas calentamiento).

Y la parte en que los elementos afectan al proceso del sistema de control esta formada por los siguientes elementos:

1. Electroválvulas (porque la cantidad de humedad que ingresa al proceso afecta a su vez a la temperatura).
2. La cantidad de caudal de aire que circula en el canal de ventilación (velocidad del motor de inducción acoplado al eje del ventilador), debido a que la cantidad de caudal es proporcional a la velocidad del aire, y esta velocidad mayor o menor es lo que afecta a la medición de la temperatura del aire.

De lo anterior se puede observar que en la primera parte están considerados los elementos cuyo comportamiento la función de transferencia modelará, y en la segunda parte están los elementos que afectaran al proceso pero que no están considerados en la función de transferencia, es decir, son las perturbaciones del sistema de control.

### **2.3.1 Ventilación.**

Esta parte de ventilación funcionando como elemento del sistema de control esta más enfocada a la parte de análisis de las variables del proceso que a su rol en el diseño del sistema de control, esto debido a que la única influencia que tiene este sobre el sistema de control es agregar una inercia al motor de inducción, además para el sistema de control del lazo cerrado de temperatura esta inercia no es tomada en cuenta para extraer la función de transferencia, es decir, no es relevante para el propósito de diseño del sistema de control del lazo cerrado de temperatura.

#### **2.3.1.1 Ventilador centrífugo.**

El ventilador que se utilizará en el prototipo (ver figura 47) será un ventilador centrífugo con paletas curvas hacia atrás, con una capacidad de 2000 m<sup>3</sup>/hr, velocidad máxima de 3495 R.P.M. (máxima del motor de inducción acoplado al ventilador), la alimentación del motor es de 220/440 V a 60 Hz con una capacidad de 1.5 H.P.

##### **2.3.1.1.1 Curvas características.**

En la figura 48 se ilustran las características de rendimiento a velocidad constante para un ventilador de tipo y tamaño determinados, que opere a deter-

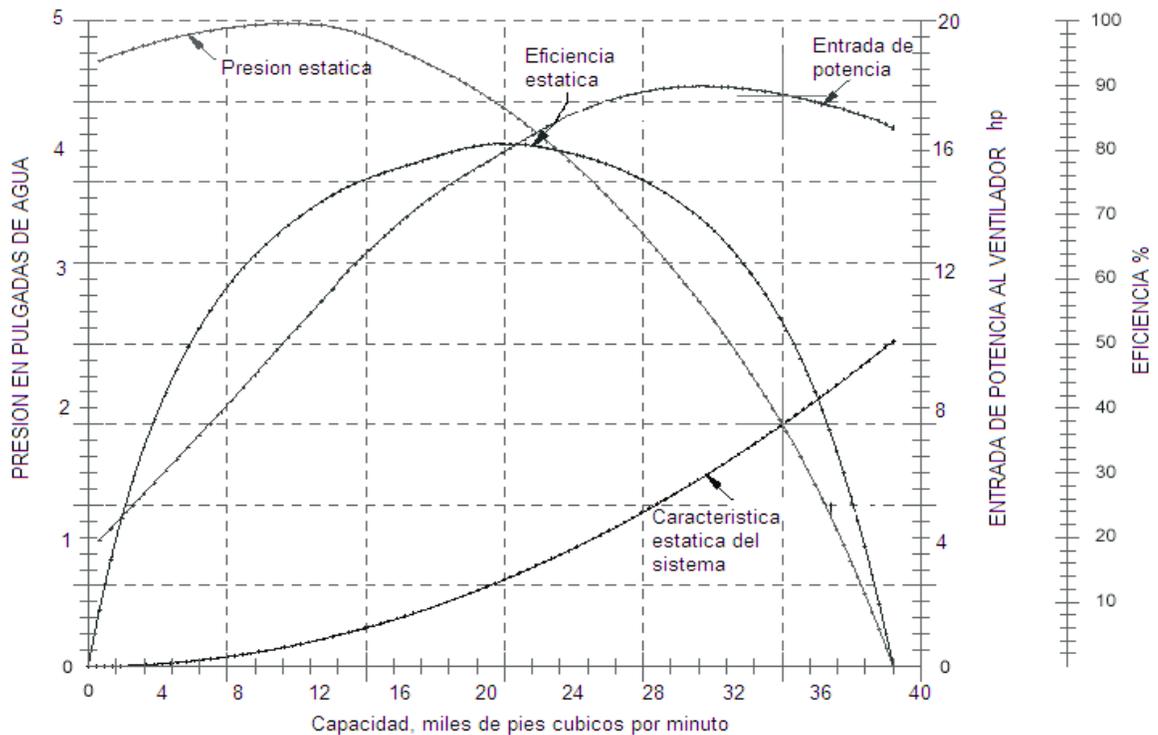
**Figura 47. Ventilador centrífugo con paletas curvadas hacia atrás.**



Fuente: <http://www.bee-india.nic.in/GuideBooks/3Ch5.pdf>

minada velocidad y maneje aire de una densidad determinada. El ventilador puede operar a cualquier capacidad, desde cero hasta la máxima que se ilustra, pero cuando se instala en un sistema en particular, el ventilador operará sólo en la intersección de las características del sistema con las características de presión apropiada al ventilador.

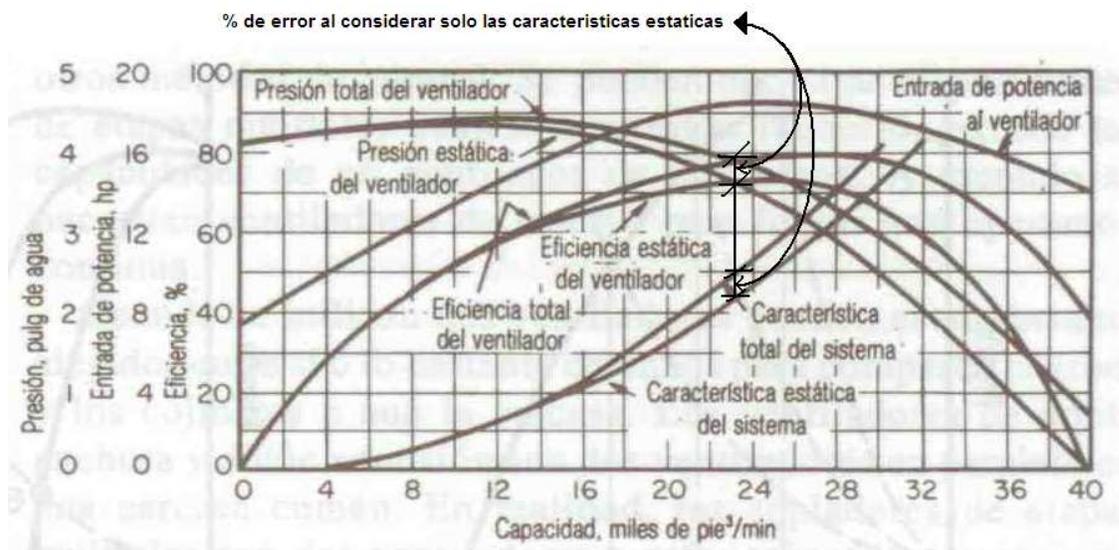
**Figura 48. Curvas características estáticas del ventilador y del sistema.**



Fuente: <http://www.bee-india.nic.in/GuideBooks/3Ch5.pdf>

En la figura 48 solamente se ilustran las características estáticas, tanto para el ventilador como para el sistema, pero se debe tomar en cuenta que conforme aumenta la velocidad, aparece otra componente de presión relacionada con esta velocidad, por lo que la presión total es la suma de la presión estática mas la presión de velocidad del ventilador como se muestra en la figura 49, cabe mencionar también que esta presión no es muy relevante para velocidades entre el 0 y el 50% de la capacidad total del ventilador, es decir, el error que se comete al obviar esta presión no es relevante al momento de realizar cálculos, cosa que nos será útil en el diseño de los instrumentos virtuales para el análisis de las variables del proceso, y se desarrollará a detalle en el capítulo 5.

**Figura 49. Curvas características estáticas y dinámicas del ventilador y del sistema.**

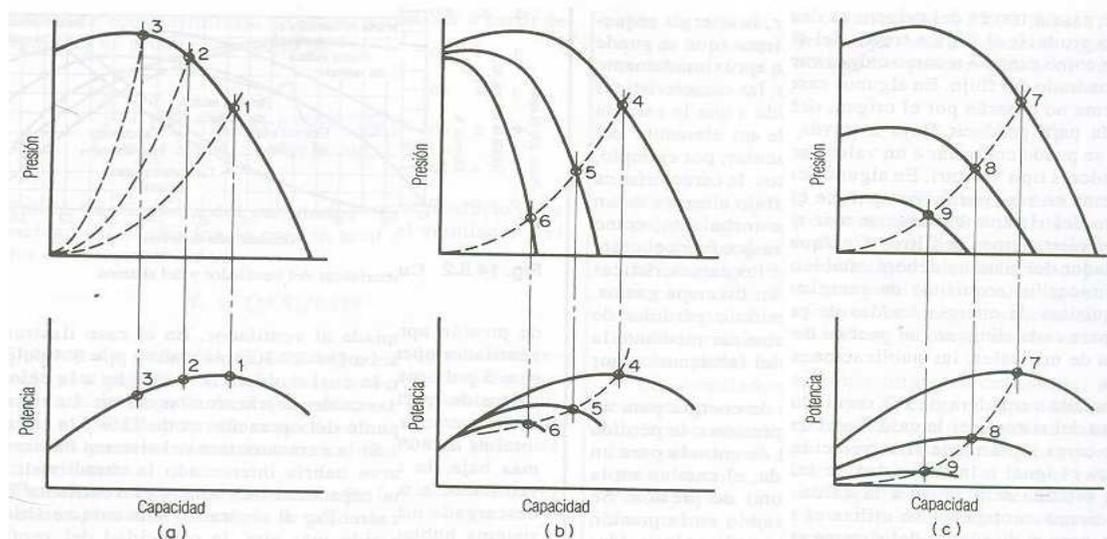


Fuente: Marks, Manual del ingeniero mecánico. Pág. 14-59.

En la figura 50 se ilustran las características de un ventilador con control por damper a la salida, control por damper a la entrada y control variable de velocidad. Estas características particulares son para un ventilador centrífugo determinado pero no varían demasiado de las características para ventiladores centrífugos diferentes. Los damper a la salida como se observa en la figura

modifican la curva característica del sistema, el punto 1 es cuando esta el damper totalmente abierto, los puntos 2 y 3 son para damper cerrándose en forma progresiva. Cuando el damper se coloca en la entrada este produce remolinos en la admisión, que reducen la capacidad productora de presión. El punto 4 es para paletas de admisión abiertas por completo y corresponde al punto 1. Los puntos 5 y 6 son para paletas cerradas en forma progresiva. Se debe tener en cuenta que este método es mejor que el anterior. La velocidad variable es el método más eficiente para el control de la capacidad. El punto 7 es para velocidad total y los puntos 8 y 9 para velocidad reducida en forma progresiva. Se nota el ahorro energético que existe entre un método y otro, y estos son los tres comportamientos para los tres métodos con que cuenta el prototipo y cuyos comportamientos se pretenden ilustran con los instrumentos virtuales a diseñar, estos instrumentos virtuales se desarrollaran en el capítulo 5 explicando a detalle las consideraciones hechas en base a esta teoría.

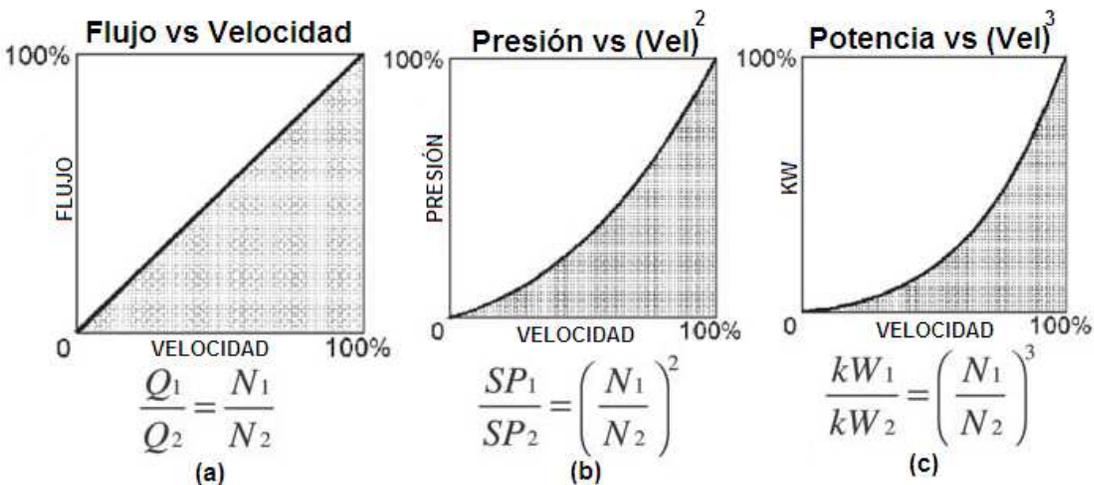
**Figura 50. Características del ventilador con (a) control por damper a la salida, (b) control con damper a la entrada y (c) control por velocidad variable.**



Fuente: Marks, Manual del ingeniero mecánico. Pág. 14-60.

Para clarificar el comportamiento de los ventiladores bajo diferentes métodos de regulación de caudal como los que se ilustran en la figura 50, explicaremos las leyes de los ventiladores. El ventilador opera bajo un arreglo de leyes predecibles concernientes a la velocidad, potencia y presión. Un cambio en la velocidad (RPM) de cualquier ventilador cambiara la curva de presión y la potencia necesaria para operar a esta nueva velocidad (RPM) como se ilustra en la figura 50. En la figura 51 (a) se puede observar que variando las RPM en un 10% disminuye o aumenta la capacidad entregada en un 10%. En la figura 51 (b) se puede observar que reduciendo las RPM en un 10% se disminuye la presión estática en un 19% y un aumento en las RPM en un 10% se aumenta la presión estática en un 21%. En la figura 51 (c) se puede observar que reduciendo las RPM en un 10% se disminuye el requerimiento de la potencia en un 27% y un aumento de las RPM en un 10% se aumento el requerimiento de potencia en un 33%.

**Figura 51. Leyes de los ventiladores.**



$Q$  = CAUDAL DE AIRE

**Donde:**  $N$  = VELOCIDAD

$SP$  = PRESION ESTATICA

Fuente: <http://www.bee-india.nic.in/GuideBooks/3Ch5.pdf>

### 2.3.2 Mezclas de gases ideales sin reacción.

Esta sección también está dedicada para abarcar todos los conceptos requeridos para la construcción de los instrumentos virtuales que analizarán las variables del proceso.

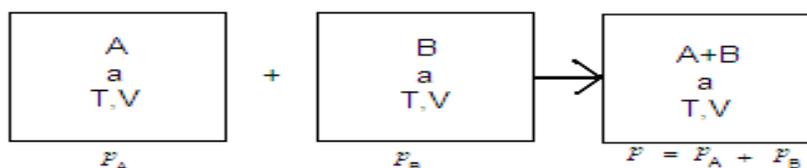
#### 2.3.2.1 Relación presión, volumen específico y temperatura para mezclas de gases ideales.

Las relaciones para la mezcla de gases ideales se pueden resumir con las siguientes leyes:

1. La ley de Dalton establece que la presión total ejercida por una mezcla de gases es igual a la suma de las presiones de los componentes, cada una medida individualmente a la temperatura y volumen de la mezcla.
2. La ley de Amagat y Leduc afirma que el volumen total de una mezcla de gases es igual a la suma de los volúmenes que cada gas ocuparía si se midiese individualmente a la presión y temperatura de la mezcla.

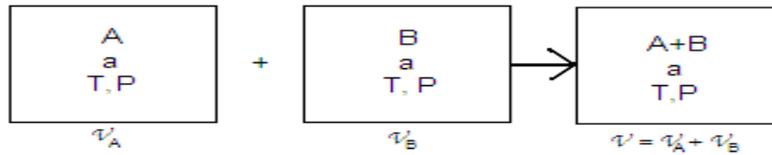
En las figuras 52 y 53, están representadas la ley de Dalton y Amagat-Leduc respectivamente.

**Figura 52. Representación esquemática de la ley de Dalton de las presiones aditivas.**



Fuente: el autor.

**Figura 53. Representación esquemática de la ley Amagat de los volúmenes aditivos.**



Fuente: El autor.

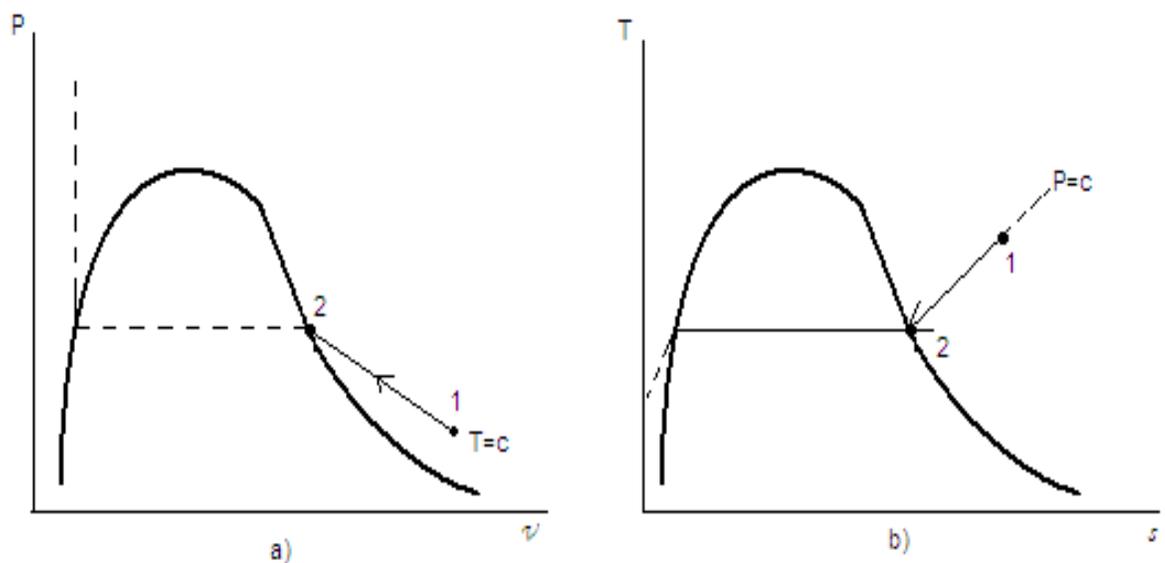
Propiedades de una mezcla de un gas ideal y un vapor: Aun cuando las relaciones descritas por medio de las leyes anteriores para las propiedades de las mezclas de gases ideales son de validez general, hay que reconocer una complicación adicional al tratar con las mezclas de gases. Siempre hay la posibilidad de que uno o más de los gases puedan existir en un estado cercano a la saturación para el componente dado. La ley de Dalton establece que la presión total de la mezcla es igual la suma de las presiones parciales de cada gas que la componen. Pero la presión parcial nunca puede ser mayor que la presión de saturación para ese componente a la temperatura de la mezcla. Cualquier intento de aumentar la presión parcial más allá de la presión de saturación dará por resultado una condensación parcial del vapor. Este efecto proceso se muestra en el diagrama Pv de la figura 54 (a). Al gas que se condensa en estas circunstancias se le conoce usualmente como vapor. Por esto, las mezclas de gases ideales reciben el nombre de mezclas de gas y vapor.

Ocurre una situación similar cuando una mezcla de gas y vapor se enfría a presión constante. En tal caso, la presión parcial del vapor no cambia (hasta el punto de condensación), pero la temperatura, en un momento dado, habrá disminuido lo suficiente para igualar la temperatura de saturación para la presión parcial dada. Si la temperatura desciende aún más, la presión de saturación correspondiente a esa temperatura se hará menor que la presión parcial real, por lo que tendrá que condensarse parte del vapor. Este efecto se

muestra en el diagrama  $T_s$  de la figura 54 (b). El aire atmosférico es una mezcla de gas y vapor, la condensación del agua a partir que disminuye la temperatura, formándose el rocío es una experiencia común, y la temperatura a la cual ocurre este fenómeno se le conoce como temperatura de rocío.

La temperatura de la mezcla, medida con un termómetro convencional, recibe el nombre de temperatura de bulbo seco, tal como  $T_1$  en la figura 54.

**Figura 54. Variación en presión y temperatura que contiene un vapor.**



Efecto de elevar la presión total o disminuir la temperatura en una mezcla gaseosa que contiene un vapor.

Fuente: El autor.

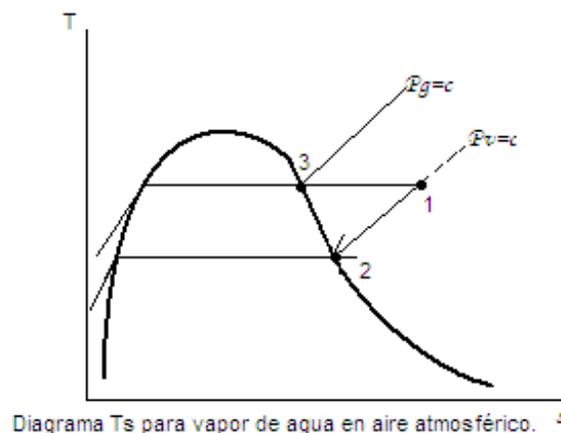
Para mezclas de aire, vapor y agua insaturadas, se requiere indicar la cantidad de vapor de agua presente en un estado dado de la mezcla. Por convención, esto se logra en dos formas: mediante la humedad relativa y mediante la humedad específica (relación de humedad). La humedad relativa  $\phi$

se define como el cociente de la presión parcial del vapor en una mezcla entre la presión de saturación a la misma temperatura de bulbo seco de la mezcla. Si  $p_v$  represente la presión real del vapor y  $p_g$  representa la presión de saturación a la misma temperatura, entonces  $\phi = p_v / p_g$ .

Las presiones empleadas para definir la humedad relativa se muestran en el diagrama Ts de la figura 55. El estado 1 es el estado inicial del vapor de agua en la mezcla, y su presión de vapor en este estado es P1. Si este mismo vapor estuviese presente en aire saturado a la misma temperatura, su presión sería necesariamente la dada en el estado 3, que es la presión de saturación  $p_g$  para esa temperatura. La humedad relativa es siempre menor o igual a la unidad.

Los conceptos descritos anteriormente, servirán para analizar el comportamiento de la temperatura con respecto a la humedad relativa y mostrarlo gráficamente en Labview para su mejor comprensión, cabe mencionar que para este análisis no se necesitará control automático, ya que lo que se quiere es ver como varía la temperatura con respecto a la variación de la humedad relativa por medio de la humidificación a la mezcla de aire.

**Figura 55. Diagrama Ts para el vapor de agua en aire atmosférico.**



Fuente: El autor.

### **2.3.2.1.1 Procesos de acondicionamiento de aire.**

Para obtener valores de  $T$  y  $\phi$  dentro de los intervalos deseados (la zona de bienestar), usualmente es necesario alterar el estado del aire. Esto exige que se diseñe equipo que eleve o disminuya la temperatura, así como la humedad relativa, individual o simultáneamente. El método que se analizará con respecto al prototipo será el de calentamiento con humidificación.

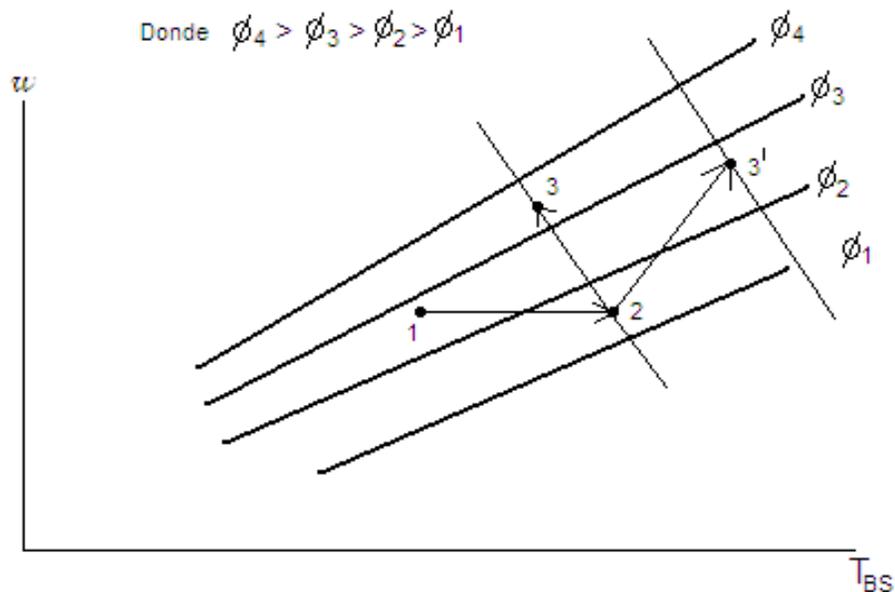
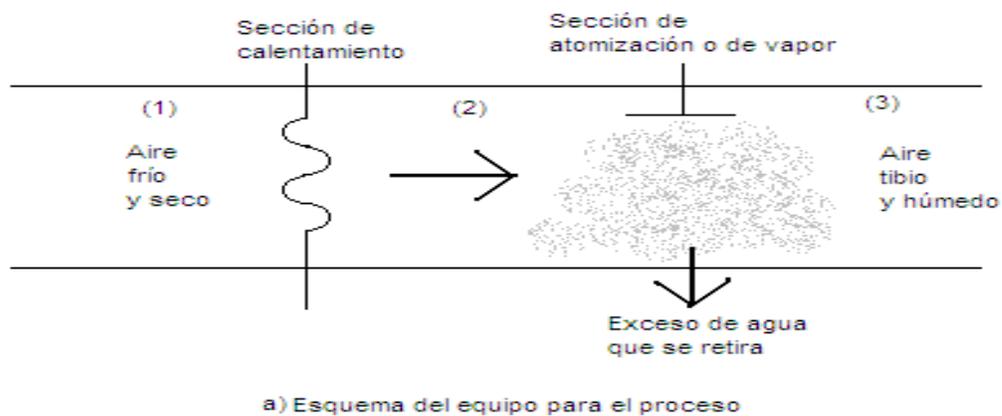
#### **2.3.2.1.1.1 Calentamiento con humidificación:**

Este tipo de acondicionamiento de aire está diseñado para lugares a grandes altitudes y en época de invierno, donde el aire es a menudo frío y seco (tiene una baja humedad relativa). Por lo tanto, el problema que se debe resolver consiste en hacer que aumenten el contenido de agua y la temperatura de bulbo seco del aire. En la figura 56 (a) y (b) se muestra el método de calentamiento con humidificación y el diagrama del proceso representado en una carta psicrométrica (Curva que grafica la relación entre diferentes propiedades importantes en termodinámica, las cuales son: entalpía, temperatura de bulbo seco, humedad específica, humedad relativa, volumen específico y presión de vapor) respectivamente. Este método por supuesto es el que el prototipo posee y es el que se pretende estudiar con el tema propuesto.

El proceso de calentamiento corresponde a los estados 1 y 2 y el proceso de humidificación corresponde a los estados 2 y 3, este último con dos posibles finales debido a que el agua atomizada puede fluctuar desde gotitas líquidas a baja temperatura hasta vapor sobrecalentado a temperatura elevada. Por lo anterior mencionado, la trayectoria que el acondicionamiento de aire del prototipo en estudio y que se pretende mostrar gráficamente por medio de

Labview será similar a la 1-2-3 de la figura 56 (b) ya que el agua que se utilizará será agua a baja temperatura y no vapor sobrecalentado.

**Figura 56. Esquema y diagrama del método de calentamiento con humidificación.**



Fuente: El autor.

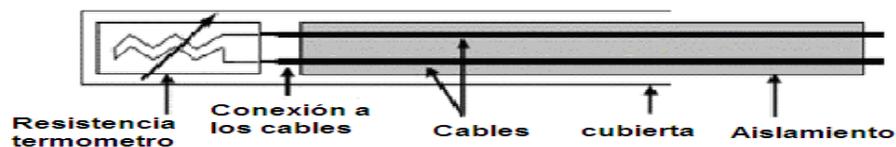
## 2.4 Medición.

La medición es la parte del sistema de control que lo retroalimenta, es decir, la señal medida en la salida se envía a la entrada y se resta con la señal de referencia para generar la señal de error, como ya se ha visto. Para realizar este paso se cuenta con el sensor de temperatura y el sensor de humedad relativa, el principal es el sensor de temperatura ya que este nos entregará la respuesta del sistema cuando lo estimulemos con una señal de prueba para así extraer la función de transferencia, la señal que nos envíe el sensor de humedad relativa nos servirá únicamente para graficar la humedad relativa y otras variables que se derivan de ella.

### 2.4.1 Sensor de temperatura.

Un sensor de temperatura mediante una resistencia de platino RTD (Resistance Temperature Detector) es un dispositivo con una resistencia típica de  $100\Omega$  a  $0^{\circ}\text{C}$ . Consiste en una delgada película de platino dispuesta sobre una película de plástico (ver figura 57). Su resistencia varía con la temperatura y puede medir típicamente temperaturas de hasta  $850^{\circ}\text{C}$ . El paso de una corriente a través de la RTD genera una tensión entre sus bornes. Al medir esta tensión, se puede determinar su resistencia y, por tanto, su temperatura. La relación entre la resistencia y la temperatura es relativamente lineal.

**Figura 57. Arquitectura Física de un RTD.**



Fuente: <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/7115>

Las RTD's funcionan sobre el principio de los cambios en la resistencia eléctrica de los metales puros y se caracterizan por un cambio lineal positivo de la resistencia con la temperatura. Los elementos típicos que se utilizan en las RTD's incluyen níquel (Ni) y cobre (Cu), pero el platino (Pt) es más común debido a su amplio rango de temperaturas, precisión y estabilidad. Las RTD's exhiben la mayor linealidad de la señal con respecto a la temperatura que cualquier otro sensor de temperatura electrónico. Las RTD's también se caracterizan por un lento tiempo de respuesta y baja sensibilidad y, debido a que requieren una excitación por corriente, pueden ser propensos al auto-calentamiento. Las RTD's se clasifican generalmente por su resistencia nominal a 0°C. Los valores nominales típicos de resistencia para RTD's de película delgada de platino varían entre 100Ω y 1.000Ω. La relación entre la resistencia y la temperatura es casi lineal y sigue la ecuación siguiente:

$$\text{Para } <0^{\circ}\text{C } R_T = R_0 [ 1 + aT + bT^2 + cT^3 (T - 100) ] \text{ (Ecuación 1)}$$

$$\text{Para } >0^{\circ}\text{C } R_T = R_0 [ 1 + aT + bT^2 ]$$

Donde:

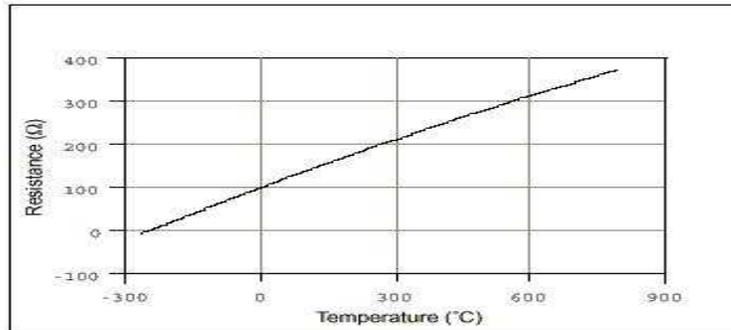
$R_T$  es la Resistencia a la temperatura T

$R_0$  es el valor nominal de la resistencia

a, b, y c son las constantes utilizadas para escalar la RTD

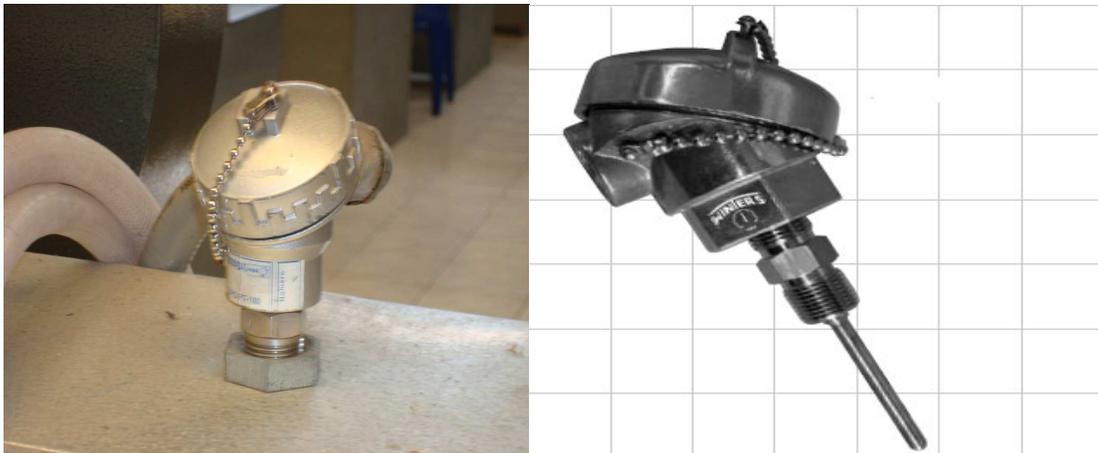
La curva de resistencia/temperatura para una RTD de platino de 100Ω, referido normalmente como Pt100, se muestra en la figura 58, y en la figura 59 se muestra la RTD a utilizar. Esta relación parece relativamente lineal, pero el ajuste de curvas es a menudo la forma más exacta para hacer una medición exacta de una RTD.

**Figura 58. Curva de resistencia contra temperatura para una RTD de platino de 100Ω, a=0,00385**



Fuente: <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/7115>

**Figura 59. Sensor de temperatura.**



Fuente: El autor.

#### **2.4.2 Sensor de humedad relativa.**

Este sensor será de utilidad únicamente para monitorear la humedad relativa y analizar otras variables que se derivan de ella, el rango de medición de este sensor es de 0 a 100% de humedad relativa, la salida se puede obtener tanto en corriente como en voltaje, de 4 a 20 mA y de 0 a 5/10 VCD respectivamente, la figura 60 ilustra el sensor.

**Figura 60. Sensor de humedad relativa.**



Fuente: <http://www.ampere.com.mx/detalleproducto.php?IdProducto=132>

## **2.5 Perturbaciones.**

Con respecto a las perturbaciones ya se ha hecho referencia a estas en las secciones anteriores, sin embargo, se ha colocado en un apartado por que al fin de cuentas termina afectando al proceso que se intenta controlar automáticamente y es interesante conocer como es que afectan estas perturbaciones al sistema.

### **2.5.1 Debido a la variación en el caudal de aire.**

Esta perturbación se debe a que cuando el sensor de temperatura (termopar) esta midiendo la variable física (temperatura), este entrega una medición al estar en equilibrio dinámico con el componente físico en medición (el aire), pero cuando se aumenta el caudal de aire o aumenta la velocidad de este en el canal de ventilación que es lo mismo, este equilibrio dinámico que existe entre el sensor y el aire se pierde y crea una pequeña perturbación hasta que se recupera de nuevo dicho equilibrio.

### **2.5.2 Debido a la humedad relativa del flujo del aire.**

Esta perturbación se debe a que cuando el aire contiene cierta cantidad de humedad este tiene cierta temperatura podríamos decir estable, pero cuando agregamos más humedad al agua, la nueva temperatura del aire disminuirá o aumentará dependiendo de la temperatura del agua que se atomice al canal de ventilación. Este comportamiento se puede observar en la figura 47 donde el aire a presión atmosférica y humedad relativa inicial disminuye de temperatura a presión constante conforme alcanza la línea de saturación o el punto de rocío (punto 2 de la gráfica), por su puesto en este caso la condensación se debe a la disminución en la temperatura, pero al forzar al aire a condensarse (aumentar su humedad relativa) este tiene que disminuir de temperatura al entregar el calor al agua atomizada a menor temperatura que el aire que fluye a través del canal de ventilación.



### **3. HERRAMIENTAS DE SOFTWARE**

#### **3.1 Instrumentación Virtual.**

Un instrumento es un dispositivo diseñado para recoger datos de un medio ambiente, o de una unidad bajo prueba, y para mostrar la información a un usuario sobre la base de los datos recopilados. Este instrumento puede emplear a un transductor para medir los cambios en un parámetro físico, como la temperatura o la presión, y para convertir la información medida en señales eléctricas, tales como las variaciones de voltaje o frecuencia. El término instrumento también puede definirse como un dispositivo físico de software que realiza un análisis sobre los datos obtenidos de otro instrumento y, a continuación, saca los datos procesados para mostrar o dispositivos de grabación.

Esta segunda categoría de instrumentos de registro puede incluir osciloscopios, analizadores de espectro, milímetros y digital. Los tipos de fuente de datos recogidos y analizados por instrumentos pueden variar ampliamente, por ejemplo, tanto los parámetros físicos tales como temperatura, presión, distancia, frecuencia y amplitud de luz y sonido, y también parámetros eléctricos incluidos tensión, corriente y frecuencia. Instrumentación virtual es un campo interdisciplinario que combina la detección, hardware, software y tecnologías a fin de crear flexibles y sofisticados instrumentos de control y aplicaciones de monitoreo. El concepto de instrumentación virtual nace a finales de 1970, cuando la tecnología de microprocesadores activado la función de una máquina a ser más fácil cambiarse su software.

La flexibilidad es posible, ya que la capacidad de un instrumento virtual depende muy poco de hardware dedicado - comúnmente, sólo aplicaciones

específicas de acondicionamiento de señal y el módulo convertidor analógico-digital que se utilice como interfaz con el mundo exterior. Por lo tanto, simple uso de ordenadores o procesadores especializados en instrumentos de control y adquisición de datos no pueden ser definidos como instrumentación virtual. Número cada vez mayor de la investigación biomédica que utilizan la instrumentación virtual para mejorar el entendimiento sobre la naturaleza compleja de los fenómenos y reducir los costos de equipo médico y procedimientos.

### **3.1.1 Definición.**

Un sistema de instrumentación virtual es un software que es utilizado por el usuario para desarrollar una prueba computarizada y sistema de medición, para el control de un dispositivo de hardware externo de medición desde una computadora de escritorio, y para mostrar la prueba o los datos de medición en los paneles en la pantalla del ordenador. La prueba y medición de datos son recogidos por el dispositivo externo con conectado con el ordenador de escritorio. Instrumentación virtual se extiende también a sistemas computarizados para el control de procesos basados en los datos recogidos y procesados por un sistema de instrumentación basado en PC. Hay varias definiciones de un instrumento virtual disponibles. La siguiente define un instrumento virtual como "un instrumento cuya función general y las capacidades se determinan en el software. Esta otra describe que "un instrumento virtual se compone de subunidades especializadas, algunos computadores de uso general, algunos programas informáticos, y un poco de saber-como". Aunque informal, estas definiciones capturan la idea básica de la instrumentación virtual y conceptos virtuales en general - proveído con los recursos suficientes, "cualquier computador puede simular cualquier otro si, simplemente lo cargamos con software simulando la otra computadora. "Esta

universalidad introduce una de las propiedades básicas de un instrumento virtual- su capacidad para cambiar de forma a través del software, permitiendo a un usuario el modificar su función en la voluntad para adaptarse a una amplia gama de aplicaciones.

### **3.1.2 Arquitectura de Instrumentación virtual.**

Un instrumento virtual esta compuesto de los siguientes bloques:

- Módulo del sensor.
- Interfase del sensor.
- Interfase de sistemas de información.
- Módulo de procesamiento.
- Interfase de la base de datos.
- Interfase de usuario.

La figura 61 muestra la arquitectura general de un instrumento virtual. El módulo del sensor detecta la señal física y la transforma a una forma eléctrica, condiciona la señal, y la digitaliza para su posterior manipulación. A través de la interfase des sensor el módulo del sensor se comunica con una computadora. Una vez los datos están almacenados en una computadora en forma digital, estos pueden ser procesados, mezclados, comparados, y de otro modo manipulados, o almacenados en una base de datos. Entonces, los datos quizás sean mostrados, o convertidos su original forma análoga para posterior proceso de control. Instrumentos virtuales son frecuentemente integrados con alguna otro información de sistemas. De esta forma, las opciones de configuración y los datos medidos pueden ser almacenados y asociados con el historial disponible.

### **3.1.3 Instrumentación virtual en el proceso ingenieril.**

Instrumentación virtual provee significantes ventajas en cualquier escenario del proceso ingenieril, desde investigación y diseño hasta pruebas en manufacturación como se muestra en la figura 62.

### **3.2 Labview.**

Labview es un lenguaje de programación gráfica llamado “G” y es una parte integral en instrumentación virtual porque provee un ambiente de desarrollo fácil de usar, diseñado especialmente para las necesidades de ingenieros y científicos. Labview ofrece características poderosas que lo hacen fácil de conectar a una amplia variedad de hardware y otro software. Programación grafica es una de las características más poderosas que Labview ofrece a ingenieros y científicos. Con Labview, el usuario puede diseñar instrumentos virtuales personalizados por medio de la creación de una interfase de usuario grafica sobre la pantalla de la computadora a través de la cual uno puede:

- Operar el programa de instrumentación.
- Controlar Hardware seleccionado.
- Analizar los datos adquiridos.
- Mostrar los resultados.

El usuario puede personalizar el panel frontal con perillas, botones, gráficas, etc., para emular paneles de control de instrumentos tradicionales, crear paneles de prueba personalizados, o visualmente representar el control y operación de procesos. La similitud entre diagramas de flujo Standard y programas gráficos acorta el aprendizaje asociado con lenguajes de programación textuales.

El usuario puede determinar el comportamiento de los instrumentos virtuales por medio de conexiones entre íconos y así crear diagramas de bloques y paneles frontales como el que se muestra en la figura 63. Estos diagramas describen el diseño natural personalizado para científicos e ingenieros. Con programación gráfica puede desarrollar sistemas mas rápidamente que con lenguajes de programación convencionales, mientras retienen el poder y flexibilidad necesitada para crear una variedad de aplicaciones.

Adicional a la plataforma de programación Labview, Labview posee herramientas adicionales o “toolkits” diseñados específicamente para aplicaciones especiales como por ejemplo; diseño de sistemas de control e identificación de sistemas o “Control Design and Simulation toolkit & System Identification toolkit” respectivamente en lenguaje Inglés, estos dos toolkits son los que utilizaremos en el desarrollo del tema por lo que daremos una breve descripción de los mismos a continuación.

### **3.2.1 Paquete de herramientas de identificación del sistema (System Identification toolkit).**

El paquete de herramientas para la identificación del sistema combina herramientas de adquisición de datos con algoritmos para identificación de sistemas para modelado preciso de plantas, a continuación describimos las características más importantes de este paquete de herramientas.

- Identifica modelos de sistemas dinámicos directamente desde señales de mundo real de estímulo y respuesta.
- Integra adquisición de datos perfectamente con algoritmos para identificación de sistemas.

- Integra modelos de plantas con otras herramientas de Labview para diseño de control y simulación.
- Acepta datos basados en tiempo y frecuencia.

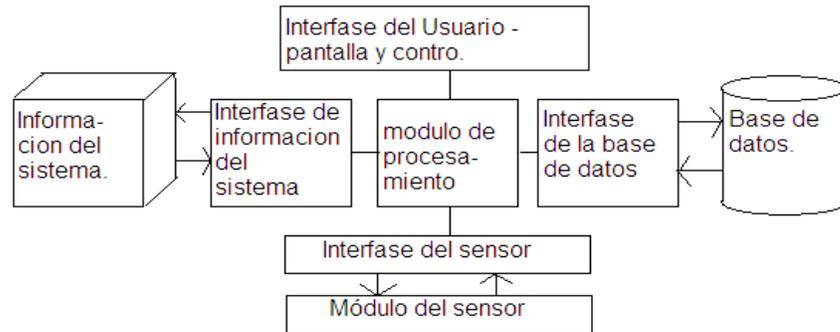
### **3.2.2 Paquete de herramientas de diseño de control y simulación (Control design and simulation toolkit).**

El paquete de herramientas para el diseño de control y simulación analiza el comportamiento de modelos en lazo abierto, diseña controladores en lazo cerrado, simula sistemas en y fuera de línea y realiza implementaciones físicas, a continuación se describen las características más importantes de este paquete:

- Construye plantas y modelos de control usando función de transferencia, espacio de estado o ceros-polos-ganancia.
- Analiza el rendimiento del sistema con herramientas como respuesta de pasos, mapas de polos y ceros y gráficas.
- Simula sistemas lineales, no lineales y discretos con una amplia variedad de soluciones.
- Despliega sistemas dinámicos a hardware en tiempo real usando funciones integradas, Módulo Labview Real Time.

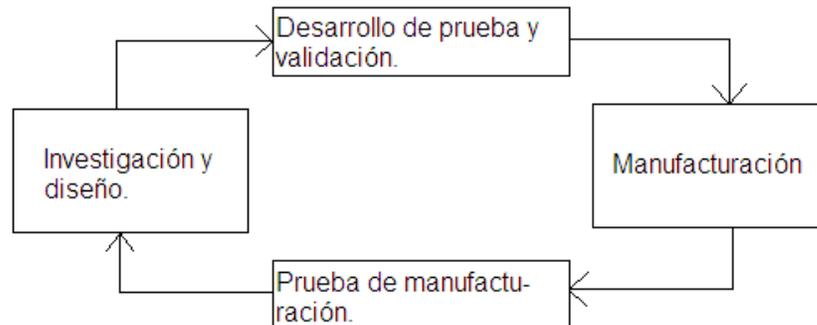
Las funciones o SubVI's (Subinstrumentos virtuales) que se utilizaran en los instrumentos virtuales para el diseño y simulación del sistema de control así como para el análisis de las variables del proceso se explicará a detalle durante el desarrollo de cada capítulo que cubre estos temas (capítulos 4 y 5).

**Figura 61. Arquitectura de un instrumento virtual.**



Fuente: El autor.

**Figura 62. Evolución del proceso ingenieril.**

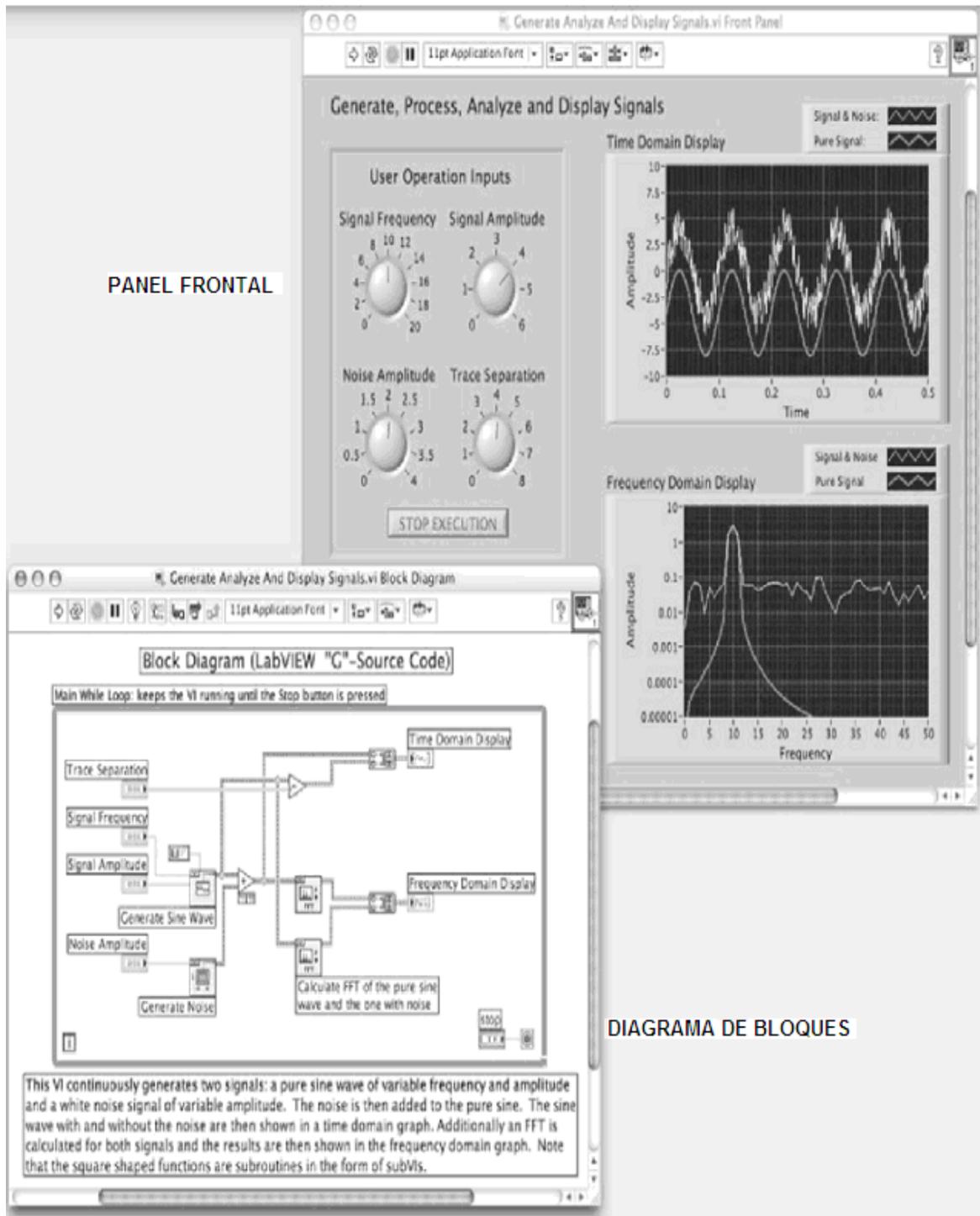


Fuente: El autor.

### 3.3 OPC.

OPC (OLE para control de procesos) es un estándar de comunicación en el campo del control y supervisión de procesos. Este estándar permite que diferentes fuentes (servidores de OPC) envíen datos a un mismo cliente OPC, al que a su vez podrán conectarse diferentes programas compatibles con dicho estándar. De este modo se elimina la necesidad de que todos los programas cuenten con drivers para dialogar con múltiples fuentes de datos, basta que tengan un driver OPC. A continuación se describe la manera en que se configura el OPC cliente y servidor para la aplicación en diseño.

**Figura 63. Panel frontal y Diagrama de bloques.**



Fuente: Sumathi S. y Surekha P., Labview based advanced instrumentation systems. Pág. 23.

### **3.3.1 Configuración del servidor OPC.**

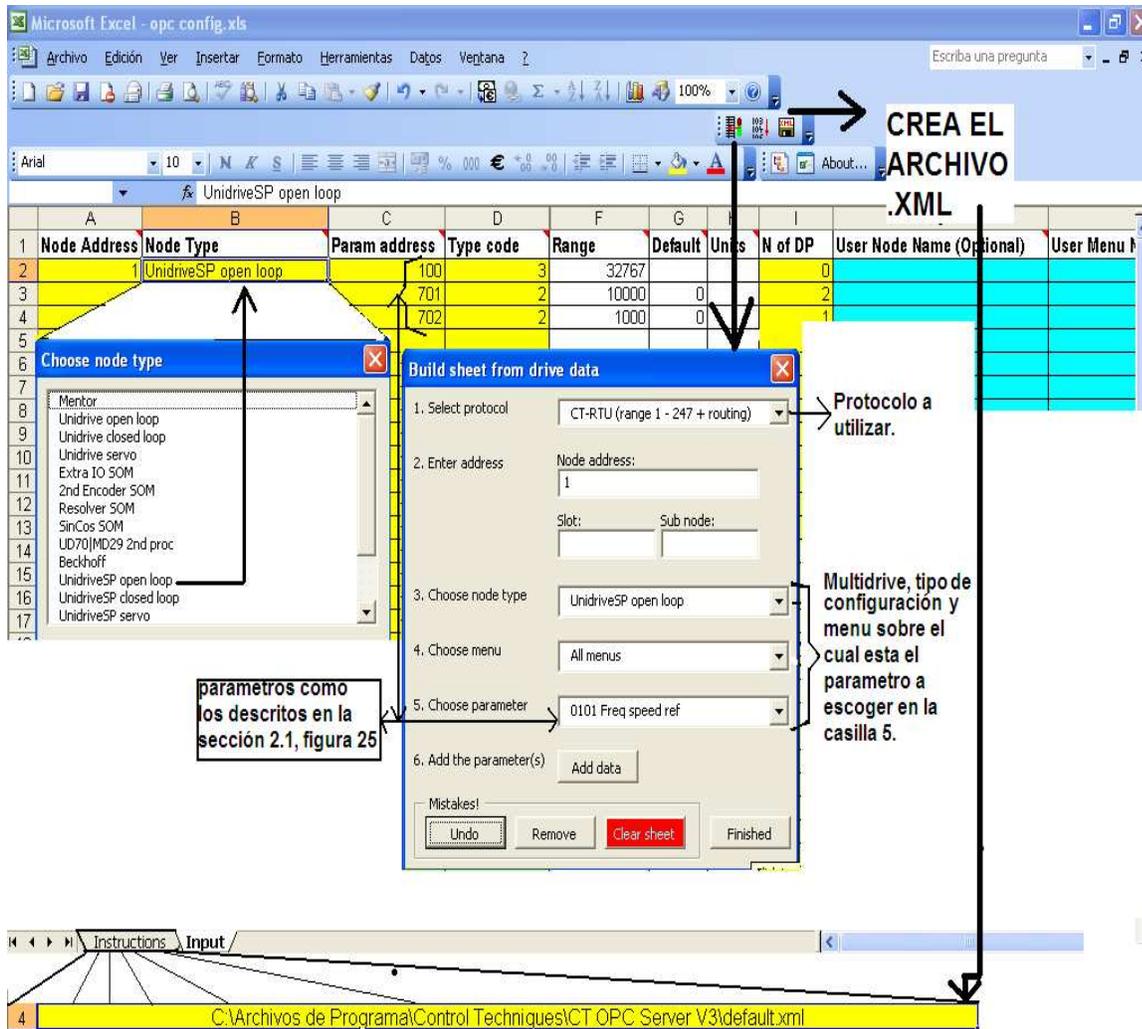
Como se menciona anteriormente se necesita crear un servidor OPC para enviar datos a un cliente OPC, para realizar esta tarea el servidor OPC a utilizar es el CTOPCServer3 creado por la marca "Control Techniques", es la misma a la que pertenece el equipo Multidrive. A continuación la serie de pasos a seguir:

1. Se ejecutará la hoja electrónica en Excel sobre la cual agregaremos los parámetros que servirán en Labview y que veremos como variables compartidas, esta se encuentra incluida en el CTOPCServer3.
2. En la pestaña de "instructions" (instrucciones) se especificará la dirección a la cual estaremos guardando el archivo con extensión xml (archivo sobre el cual Labview estará escribiendo y leyendo datos), ver figura 56.
3. En la pestaña de "input" (entrada) se especificarán el tipo de Multidrive que se utilizara, para nuestro caso será: Unidrive SP open loop (equipo adquirente y generador de señales en configuración lazo abierto), también aquí se agregarán todos los parámetros que nos servirán en los instrumentos virtuales creados en Labview, ver figura 64.

### **3.3.2 Configuración del cliente OPC.**

Para realizar esta tarea se requiere crear un proyecto en Labview, un proyecto en Labview permite organizar los instrumentos virtuales requeridos por la aplicación, permite organizar las variables compartidas que se estarán leyendo y escribiendo por medio de Labview a través del OPC hacia el Multidrive y finalmente sobre este proyecto es que se creará el cliente OPC, a continuación se describe la serie de pasos a seguir.

**Figura 64. Configuración del servidor OPC.**



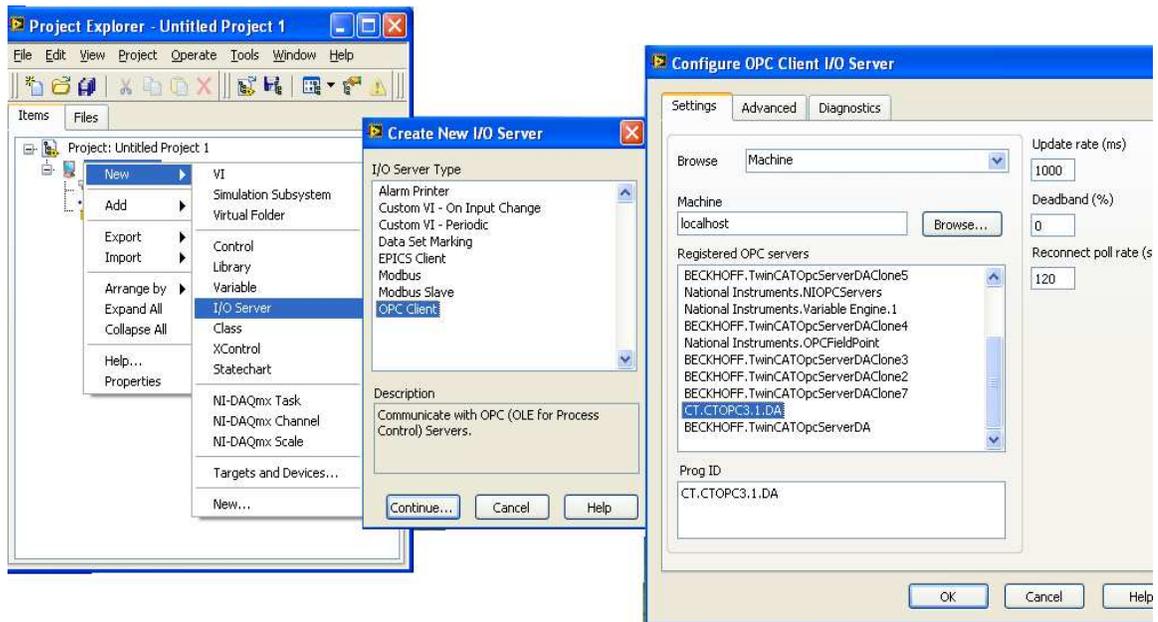
Fuente: El autor.

1. Escogeremos que tipo de servidor que nos interesa, esto se hace dando clic derecho sobre "my computer", clic izquierdo sobre "new", clic izquierdo sobre "I/O Server", clic sobre "OPC Client", y finalmente de la lista de servidores OPC registrados, el que utilizaremos es "CT.CTOPC3.1.DA, ver figura 65.
2. Luego de haber creado el cliente OPC, se ligan las variables compartidas a utilizar en los instrumentos virtuales, esto se hace dando

clic derecho sobre “my computer”, clic izquierdo sobre “new” y finalmente clic izquierdo sobre “variable”.

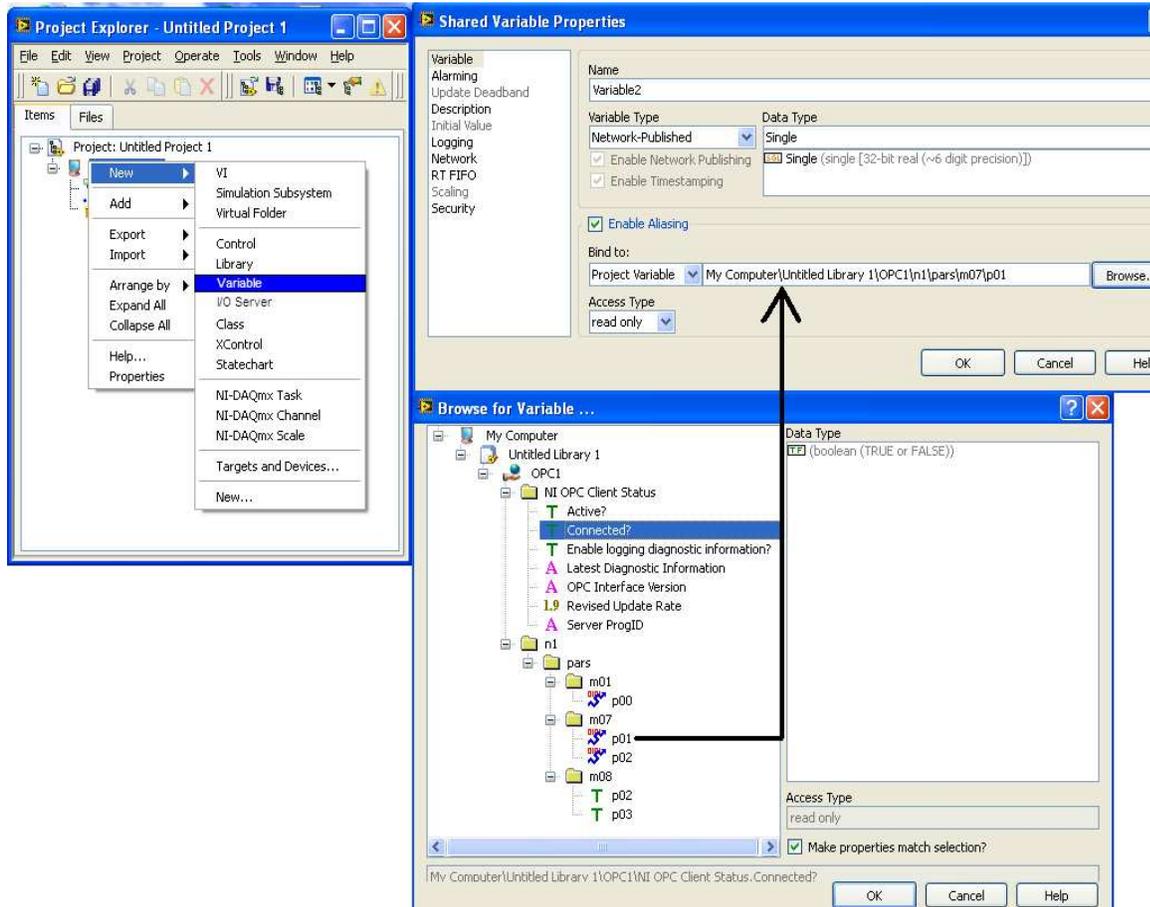
3. En la ventana de “ Shared variable properties” dando un clic sobre “browse” nos aparecerán los parámetros cargados al OPC que leeremos y a los que escribiremos, ver figura 66.

**Figura 65. Configuración del cliente OPC.**



Fuente: El Autor.

**Figura 66. Ligando la variable compartida con los parámetros cargados al OPC.**



Fuente: El autor.

#### **4. DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA Y HUMEDAD, POR MEDIO DE INSTRUMENTOS VIRTUALES.**

En el presente capítulo se describen los instrumentos virtuales (paneles frontales y diagrama de bloques) que se han creado para diseñar el sistema de control en forma analítica, utilizando los conceptos descritos en el capítulo 1.

Los instrumentos virtuales son los siguientes, la extensión “.vi” al final indica que es un instrumento virtual, las funciones utilizadas se describen en las tablas II y III.

1. Señal de estímulo.vi.
2. Configuración estímulo respuesta.vi.
3. Estimación del modelo.vi.
4. Diseño del controlador.vi.
5. Simulación.vi.

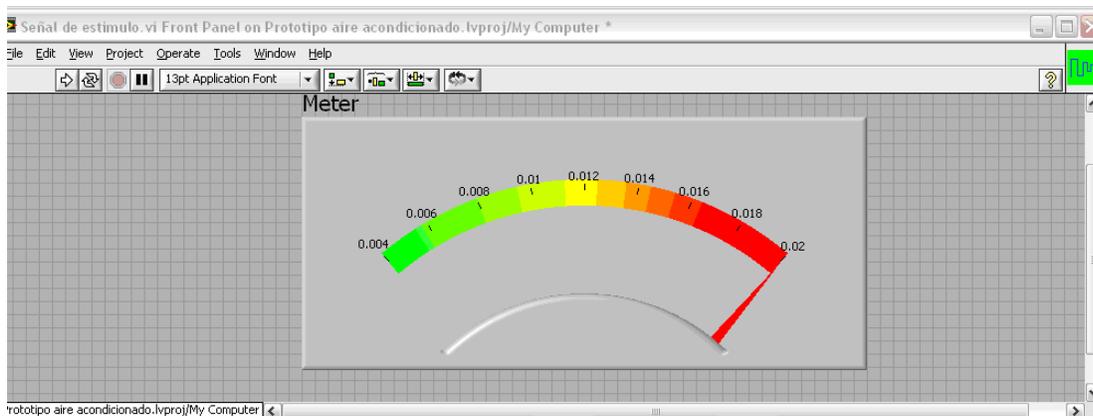
##### **4.1 Instrumento virtual “Señal de estímulo”.**

Este instrumento virtual es el que esta a cargo de crear la señal que estimulará al sistema, estímulo necesario para obtener una respuesta real del sistema, señales a utilizar por el instrumento virtual numero 3 (Estimación del modelo.vi) para obtener la función de transferencia que modela al sistema, cabe mencionar que este instrumento virtual funciona como subVI, es decir, será llamado cada cierto tiempo determinado por el instrumento virtual “configuración estímulo respuesta”.

### 4.1.1 Panel frontal.

El panel frontal es el mas simple de este bloque de instrumentos virtuales, esto debido a que su función es el de generar la señal de estímulo y subVI, en este se puede observar un medidor con rango (4-20 mA), la figura 67 muestra el panel frontal.

**Figura 67. Panel frontal de “señal de estímulo.vi”.**



Fuente: El autor.

### 4.1.2 Diagrama de bloques.

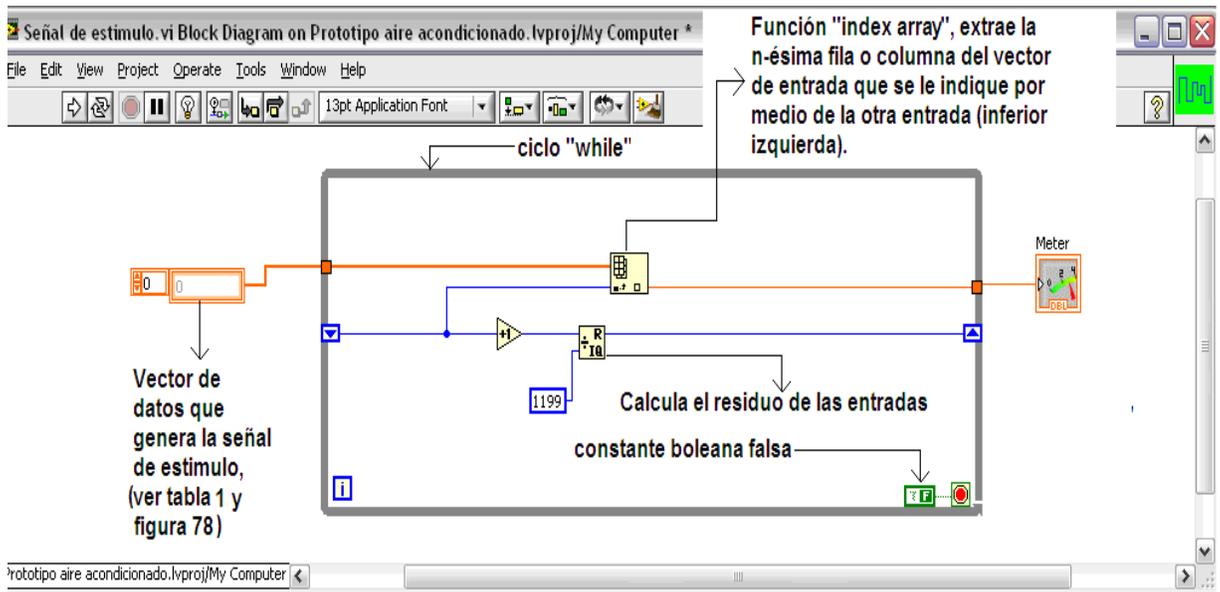
La característica a resaltar de este instrumento virtual es que debido a su función como subVI, este tiene conectado al ciclo “while” una constante booleana falsa, esto para asegurar que cada momento que sea llamado este subVI por el instrumento virtual “configuración estímulo respuesta.vi”, este no se quede corriendo indefinidamente, la figura 68 muestra el diagrama de bloques.

## 4.2 Instrumento virtual “Configuración estímulo respuesta”.

La función de este instrumento virtual es la de generar la señal y cargarla al Multidrive para estimular al sistema por medio de la resistencia eléctrica, dicha

señal es guardada al mismo tiempo con la respectiva respuesta del sistema, para luego ser utilizadas por el otro instrumento virtual (estimación del modelo.vi) encargado de modelar la función de transferencia.

**Figura 68. Diagrama de bloques de “señal de estímulo.vi”.**



Fuente: El autor.

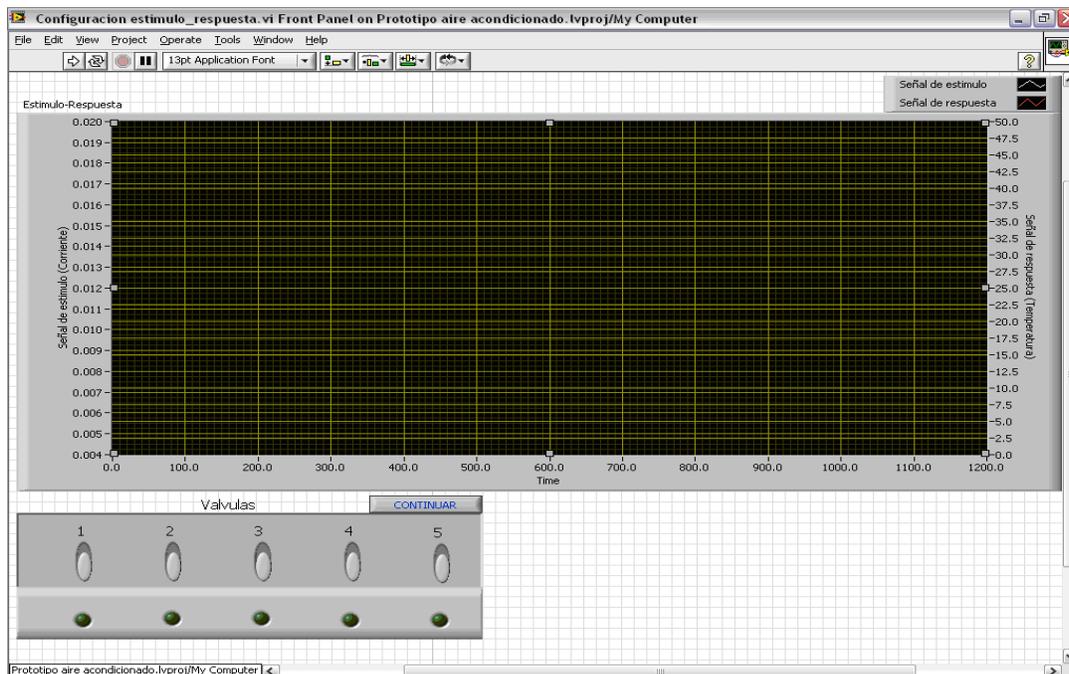
#### 4.2.1 Panel frontal.

El panel frontal como se muestra en la figura 69, está conformado por un gráfico que muestra la señal con la que se estimuló al sistema (4-20 mA), y la señal de respuesta que se obtuvo debido a la señal de estímulo (0-50 °C). En el panel frontal también se observa que se puede configurar el número de electroválvulas abiertas (% de humedad del aire a calentar), sin embargo, las que se sugieren al momento de realizar la prueba son las 5 en total, ya que una de las condiciones para que la función de transferencia sea mas confiable, es decir, el porcentaje de error de la función de transferencia modelada con respecto a la respuesta real del sistema debe ser mínima, es que al momento de estimular al sistema, se debe estimular a este bajo las condiciones en las

que se le transfiera mas energía, esto quiere decir con las 5 electroválvulas abiertas, puesto que al tener un aire muy húmedo se necesita más calor para calentarlo.

Con el análisis anterior también podemos concluir que la velocidad del ventilador a la que se debe realizar la prueba, debe ser la máxima, ya que se necesita también una mayor de transferencia de calor de la resistencia eléctrica al aire, puesto que al aumentar la velocidad del ventilador, aumenta también el caudal de aire, por ejemplo, no podemos calentar con la misma señal actuante hacia la resistencia eléctrica, una misma cantidad de aire a una velocidad de 1000 m<sup>3</sup>/hr, que a una velocidad de 2000 m<sup>3</sup>/hr, por otro lado, cabe mencionar también que para la configuración de la velocidad máxima, esta se hará independientemente del instrumento virtual por medio de entradas análogas que el Multidrive posee específicamente para esto.

**Figura 69. Panel frontal de “Configuración estímulo respuesta.vi”.**

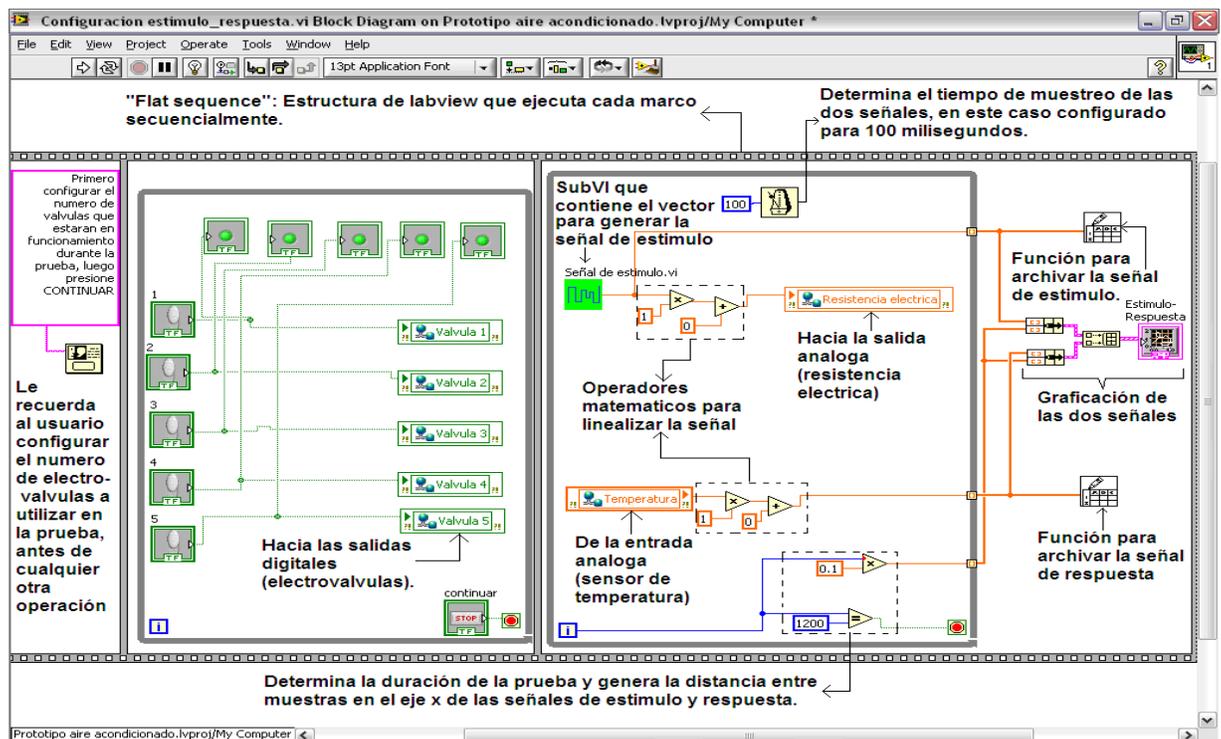


Fuente: El autor.

## 4.2.2 Diagrama de bloques.

En el diagrama de bloques se puede observar que la señal se muestrea a una razón de 100 milisegundos, dato importante para realizar el análisis en tiempo discreto, además, se puede observar los iconos característicos de las variables compartidas (utilizadas para comunicar Labview con Multidrive vía OPC) y un par de operadores al inicio y a la salida de estos para linealizar las señales en caso se requieran, esto dependerá de la configuración que se realice en los macros propios del Multidrive. Por último tenemos funciones que determinan el tiempo que durará la prueba, en este caso como se observa en la figura 70, el tiempo que duraría es de dos minutos, ya que son 1200 muestras a una razón de 100 milisegundos.

Figura 70. Diagrama de bloques de “Configuración estímulo respuesta.vi”.



Fuente: El autor.

### **4.3 Instrumento virtual “Estimación del modelo”.**

La finalidad de este instrumento virtual es la de obtener la función de transferencia por medio de funciones especiales de Labview con las señales previamente obtenidas con el instrumento virtual: Configuración estímulo respuesta.vi.

#### **4.3.1 Panel frontal.**

Adicionalmente como se observa en el panel frontal de la figura 71, este instrumento virtual provee varios gráficos y casillas que permiten configurar las funciones encargadas de extraer la función de transferencia, para obtener la función de transferencia que más se adecue al sistema en diseño. Los gráficos proveen información sobre: a) cómo se comporta la función de transferencia obtenida frente a una señal de impulso, b) las señales de estímulo y respuesta utilizadas, c) la señal de temperatura medida y simulada con la función de transferencia extraída y d) el error obtenido de la diferencia entre la señal medida y la simulada. Las casillas de configuraciones especiales permiten: a) establecer el orden del denominador de la función de transferencia a extraer (se recomienda extraer una función de transferencia de segundo orden, esto para efectos de análisis, además, el error que se comete al aproximar una función de transferencia de orden superior a una de segundo orden no es muy significativo, sin embargo, esto dependerá del error entre la señal medida y la simulada, si es muy grande, habrá que configurar el orden no importando si es mayor que dos para obtener la función de transferencia que modele al sistema de una manera óptima) y b) establecer un estimado del retardo del sistema (este dato es importante puesto que es utilizado por una de las funciones de Labview para extraer la función de transferencia e influye en la exactitud de la misma).

### **4.3.2 Diagrama de bloques.**

El diagrama de bloques se muestra en la figura 72, las funciones que se utilizaron en este instrumento virtual son descritas en la tabla II y III. Acerca de este instrumento virtual, podemos resaltar que no sólo permite extraer la función de transferencia a partir de la señal de estímulo y la señal de respuesta, sino que también provee la capacidad de analizar y afinar la función de transferencia para minimizar al máximo el error que se comete al sustituir al proceso real por una función de transferencia que simula el comportamiento del mismo.

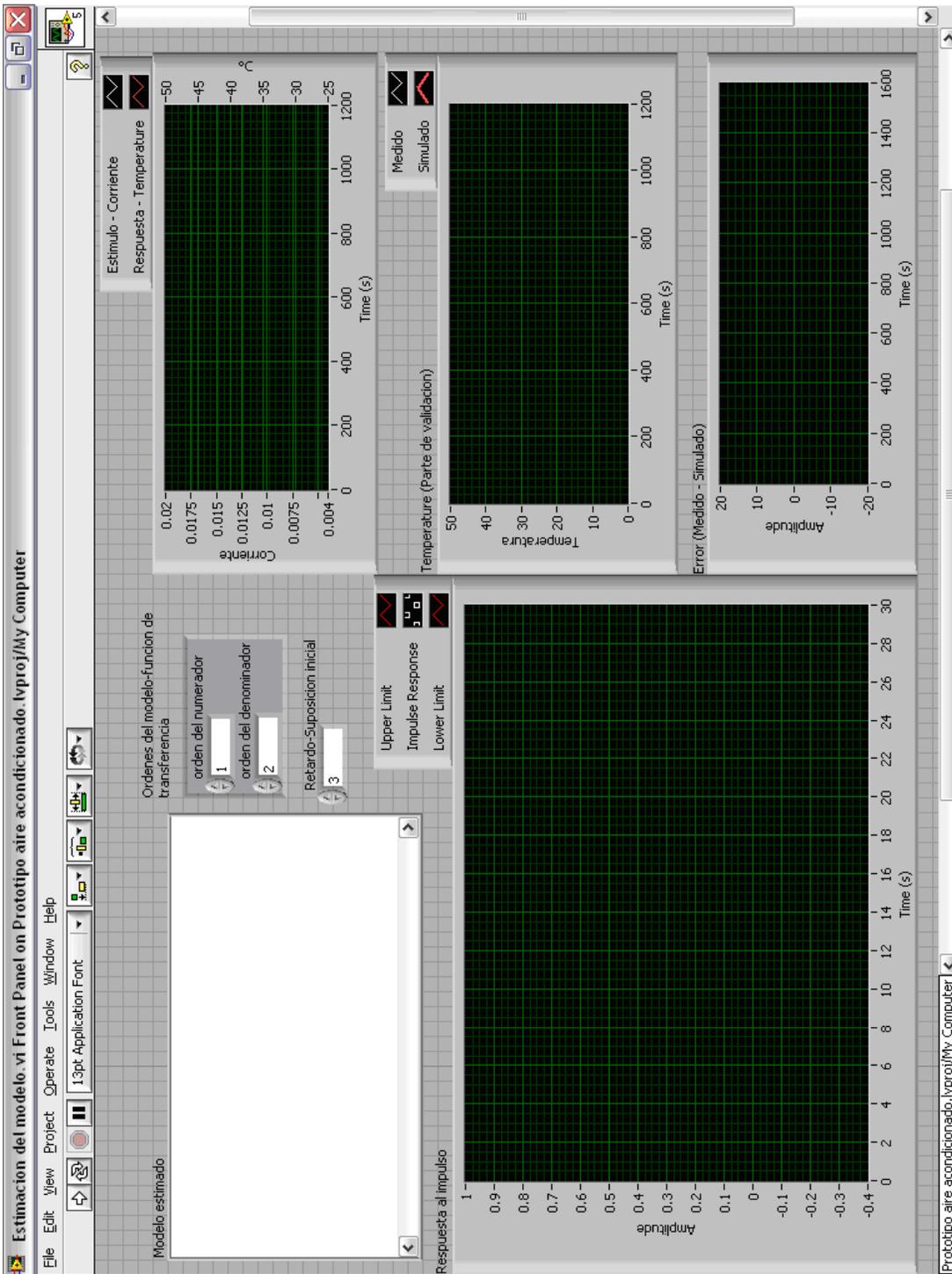
### **4.4 Instrumento virtual “Diseño del controlador”.**

Hasta el momento los instrumentos virtuales que se han descrito, no proporcionan herramientas para el diseño del sistema de control en si, sin embargo, han proporcionado una pieza importante a la que se puede analizar y diseñar un controlador como si fuera al proceso real, dicha pieza es la función de transferencia. El instrumento virtual que se describe a continuación precisamente el encargado del diseño del sistema de control, ya que cuenta con herramientas para realizar tal función.

#### **4.4.1 Panel frontal.**

El panel frontal (ver figura 73) para este instrumento esta creado específicamente para realizar el diseño del controlador para el óptimo funcionamiento del sistema de control automático. Entre las herramientas de diseño con las que cuenta este instrumento virtual están; a) análisis en el domi-

Figura 71. Panel frontal de “Estimación del modelo.vi”.



Fuente: El autor.



nio del tiempo y b) análisis en tiempo discreto. Las herramientas para el análisis en el dominio del tiempo se han proveído en este instrumento virtual considerando los conceptos que se describieron en el capítulo 1, como por ejemplo: el factor de amortiguamiento relativo, la frecuencia natural no amortiguada, gráfico de polos y ceros, y los datos paramétricos de la respuesta a la prueba escalón (sobrepaso máximo, tiempo de levantamiento, tiempo de asentamiento, etc.), y para finalizar considerando también el procedimiento propuesto en la sección 1.4.4 relacionada con el diseño analítico del controlador PID. Este instrumento virtual también cuenta con una parte de análisis en tiempo discreto debido a que dependemos de un controlador que digitaliza la señal y la muestrea a una determinada razón de tiempo, por lo cual el instrumento virtual convierte la función de transferencia en función de “s” a una función de transferencia en función de “z” (función especial para este tipo de análisis), adicional a esto se creó un gráfico de esta función para verificar que al variar la razón de muestreo de los datos a través del sistema de control esta permanezca estable, es decir, que los polos de la función “z” permanezcan dentro del círculo unitario, ya que como se describió en el capítulo 1, al disminuir el tiempo de la señal de muestreo se previene de alisamiento en la señal (señal distorsionada debido a que la frecuencia con que se digitaliza la señal es mayor que la frecuencia de la señal digitalizada), pero se pierde estabilidad, obviamente esto también dependerá de la mayor rapidez con la que el controlador donde se ejecutará el algoritmo PID pueda muestrear los datos (señal), sin embargo, hay que tener en cuenta que por ser un sistema de control de temperatura, este tiene un tiempo de retardo relativamente alto, por lo que la rapidez de muestreo no es un factor crítico en este sistema. Cabe mencionar que Labview posee herramientas para ejecutar el algoritmo desde Labview, y para esta condición ya no sería la característica de la señal de muestreo del controlador la que se tendría que tomar en cuenta, si no que la velocidad con la que se ejecutó el algoritmo sobre Labview. El panel frontal

además de contar con las herramientas de diseño y análisis descritas en el párrafo anterior también cuenta con una particular visualización del cambio de las funciones de transferencia involucradas en el sistema de control realimentado, una de las características principales por la cual se utiliza Labview.

#### **4.4.2 Diagrama de bloques.**

Como se observa en la figura 74, el diagrama de bloques provisto para este instrumento virtual, utiliza funciones especiales para el diseño de un determinado sistema de control (ver tabla 3). Estas funciones permiten realizar todo lo indicado en la sección anterior (4.4.1), además se pueden configurar para realizar el análisis ya sea con funciones de transferencia, como es el caso tratado en este documento, o con otros métodos como por ejemplo, variables de estado. Otro aspecto que se observa en el diagrama de bloques es la forma en la que se convierte la función de transferencia en función de “s” a otra en función de “z”, ya que como se observa en una Terminal de esta función aparece conectada una constante “Zero-Order-Hold”, que como se describió en el capítulo 1, no es mas que la representación del controlador utilizada para el análisis matemático y conceptual de la función de transferencia.

En el diagrama de bloques se observa que a la función que construye dinámicamente la función de transferencia del controlador, esta tiene conectada una constante que dice “Parallel (continuous)”, esto es porque Labview ofrece varios tipos de funciones de transferencia a construir, y esta es la que se ha escogido tomando en cuenta el procedimiento de diseño descrito en la sección 1.4.4, a continuación la ecuación que Labview interpreta con la función configurada de esta forma:

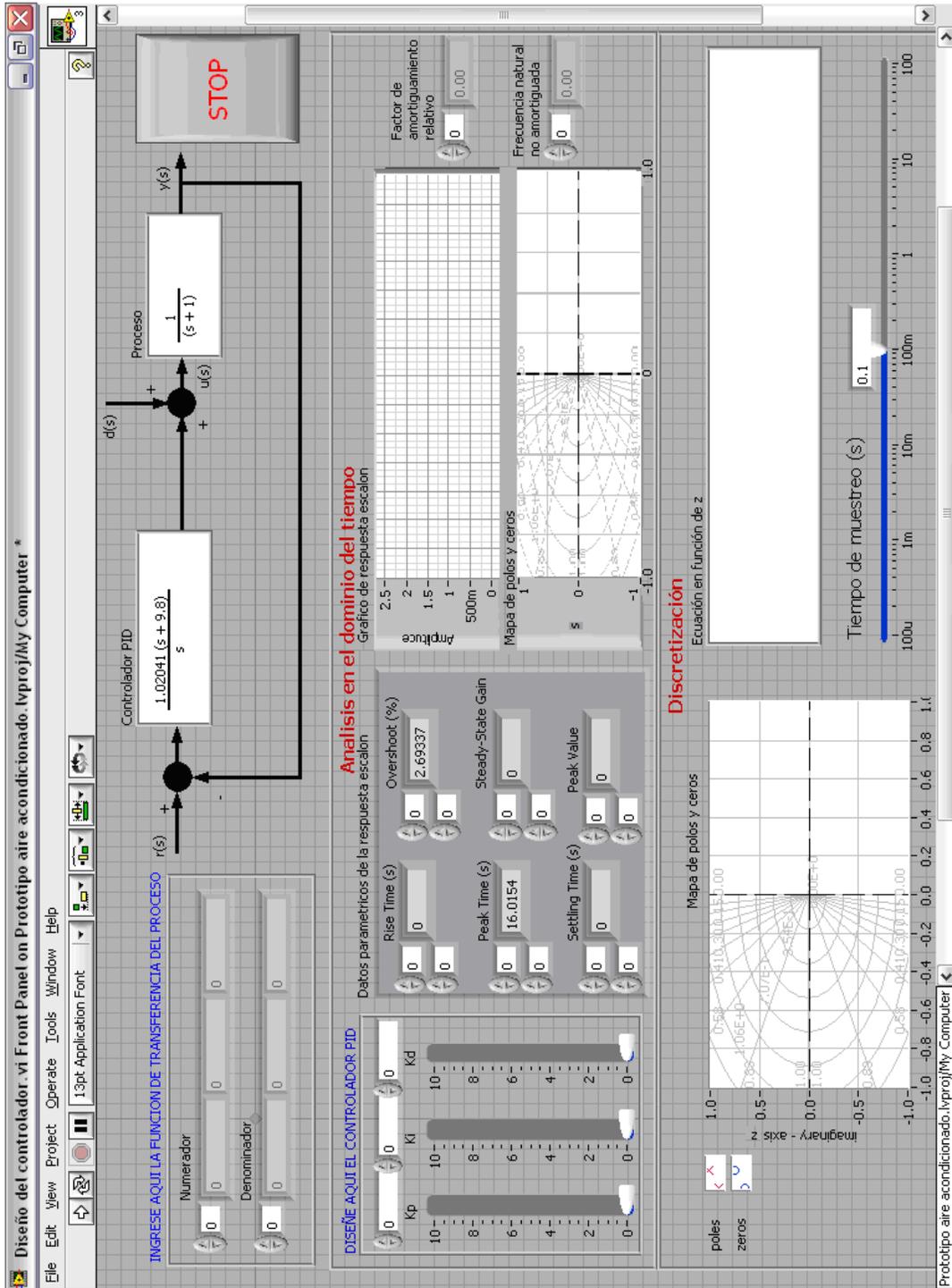
$$G(c) = K_P + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{T_f s + 1}$$

donde  $T_f$  es una constante de tiempo que esta función utiliza como filtro paso bajo para construir la función de transferencia, pero para seguir con el procedimiento de diseño descrito en la sección 1.4.4 esta se ha omitido, y al omitir este parámetro, la función asume este valor como cero.

#### **4.5 Instrumento virtual “Simulación”.**

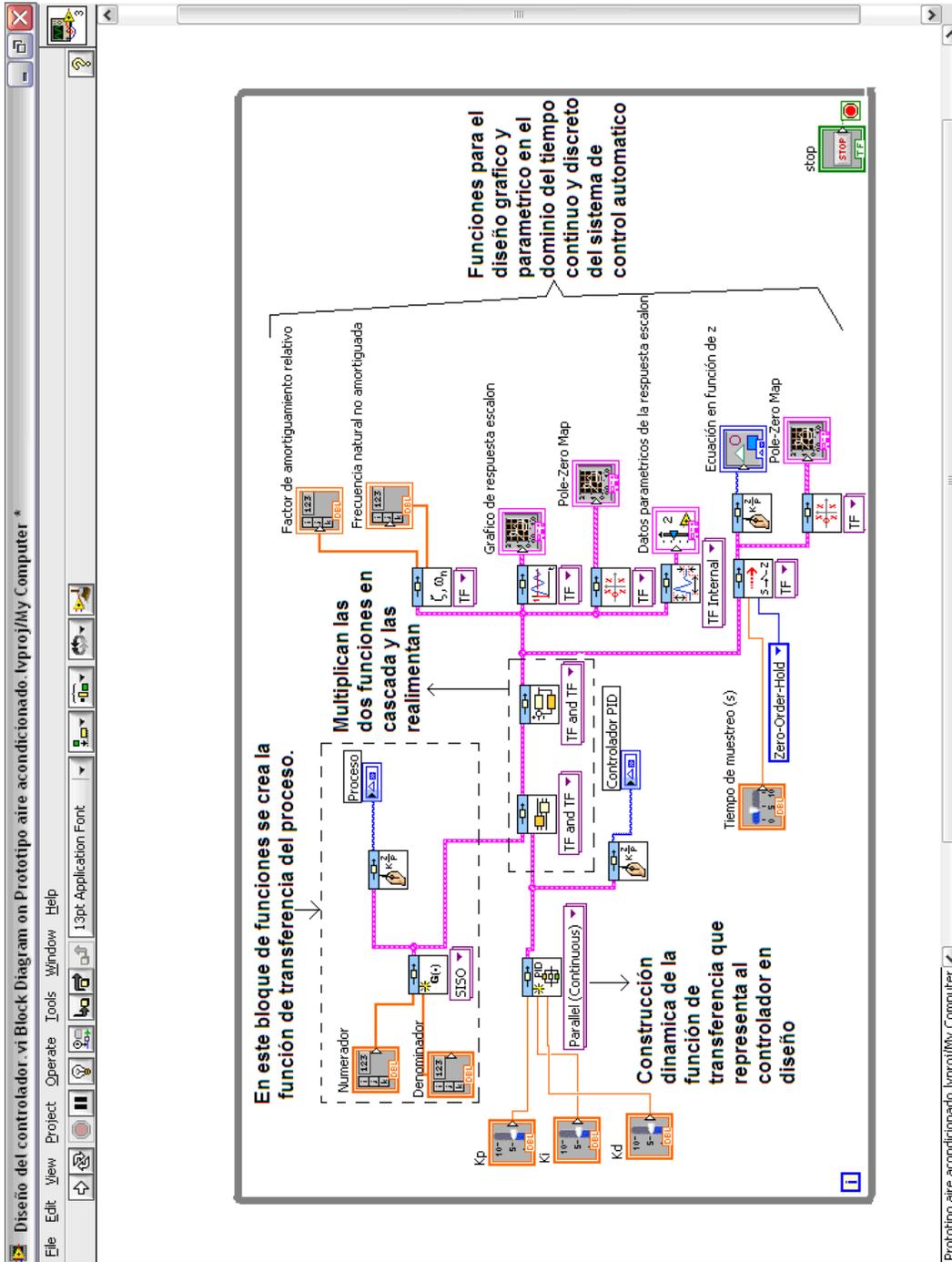
Luego de haber tomado en cuenta el diseño analítico los parámetros PID con el instrumento virtual “Diseño del controlador”, se procede a crear un instrumento virtual que simulará al proceso completo (controlador y proceso), es decir, al controlador y proceso conectados en cascada, y con realimentación. Lo interesante de este instrumento virtual es que se puede configurar el tiempo de muestreo, realizar la prueba escalón, tal como funcionaría el controlador con el proceso real.

Figura 73. Panel frontal de “Diseño del controlador.vi”.



Fuente: El autor.

Figura 74. Diagrama de bloques de “ Diseño del controlador.vi”.



Fuente: El autor.

#### **4.5.1 Panel frontal.**

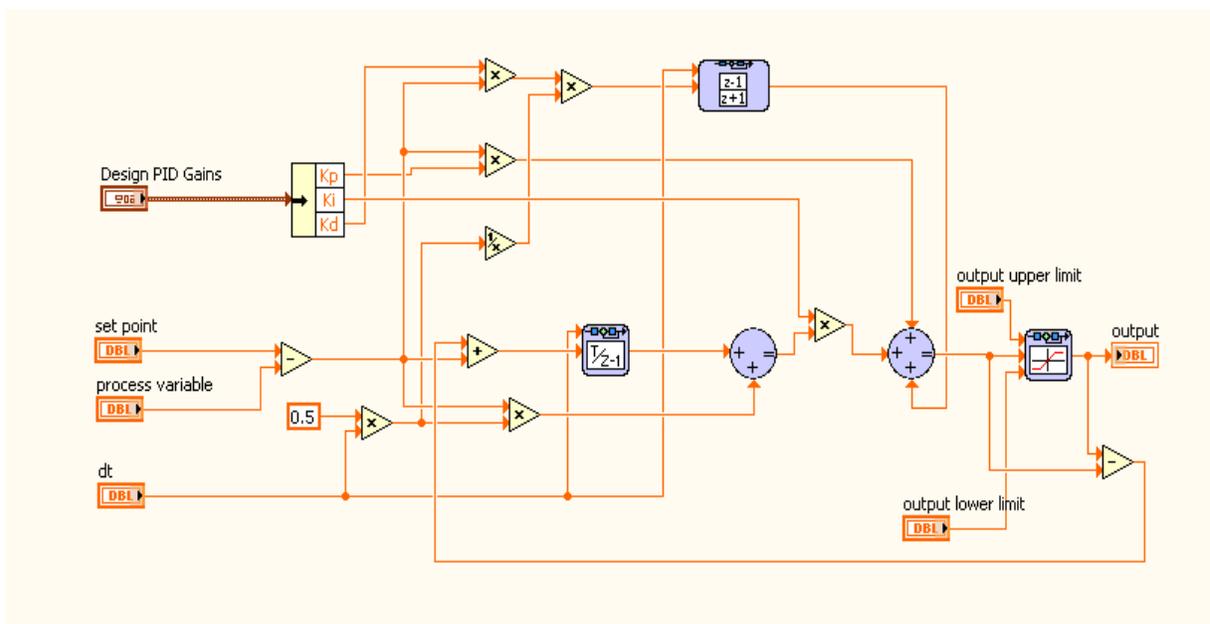
En el panel frontal mostrado en la figura 76, se observa que este instrumento virtual esta creado para realizar las pruebas finales de lo que se ha diseñado en los instrumentos virtuales anteriores. En este panel se observa que se le ha agregado una señal de perturbación, que es propia del proceso al cual se le esta diseñando el sistema de control como se describió en la sección 2.5, esta perturbación no debería desestabilizar al sistema, puesto que para esto se ha creado un sistema de control robusto previamente, sin embargo, cualquier anomalía indicaría que se necesita rediseñar el controlador para enrobustecerlo. También se observa una visualización muy rica de las señales en secciones claves del lazo cerrado de control para analizar el comportamiento de las mismas, y por último se puede notar que esta simulación se lleva a cabo bajo cierta configuración analítica, es decir, no se están sintonizando los parámetros PID, por ejemplo, los parámetros PID son los que se han diseñado en el instrumento virtual anterior y el tiempo de muestreo tendría que estar dentro del rango analizado también en el instrumento virtual anterior.

#### **4.5.2 Diagrama de bloques.**

En la figura 77 se puede observar el diagrama de bloques correspondiente al instrumento virtual a cargo de simular el sistema de control con todos los parámetros previamente diseñados (parámetros PID del controlador y su correspondiente función de transferencia, función de transferencia del proceso adquirida don el paquete de herramientas de identificación de sistemas, rango en el cual el tiempo de muestreo al cual se ejecutará el algoritmo de control no desestabiliza al sistema, etcétera). En la figura se explica las características principales del lazo de simulación

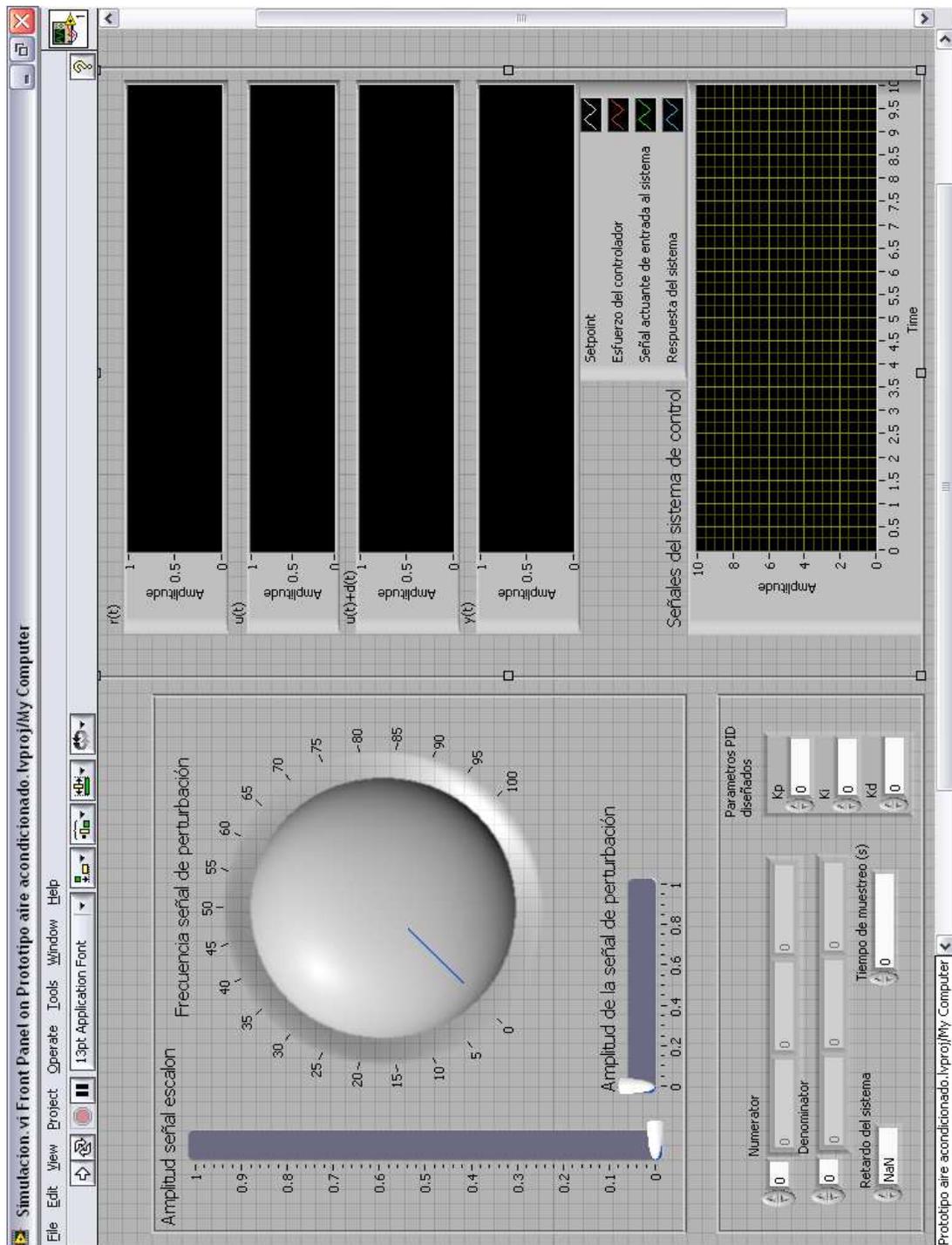
(especial para simular sistemas), y las funciones especiales que contiene el paquete de herramientas para simulación, funciones con las cuales se puede simular al proceso en el lazo de control con todas las consideraciones requeridas para que se asemeje lo mas que se pueda a la realidad (estas funciones se explican a detalle en las tablas II y III. Dentro del lazo de simulación también se puede observar a un subsistema, un subsistema es el equivalente a un subVI, se pueden crear subsistemas que funcionen dentro de lazos de simulación para personalizar la simulación según se desee, en este caso el subsistema que se ha creado, es un subsistema que simule al controlador PID, la razón de ejecución de este subsistema esta determinado por el lazo de simulación donde este se coloque y no por la razón a la que se configure al razón de ejecución del propio subsistema, la figura 75 muestra el subsistema creado para simular el controlador donde se ejecuta el algoritmo PID.

**Figura 75. Subsistema emulador del algoritmo de control PID.**



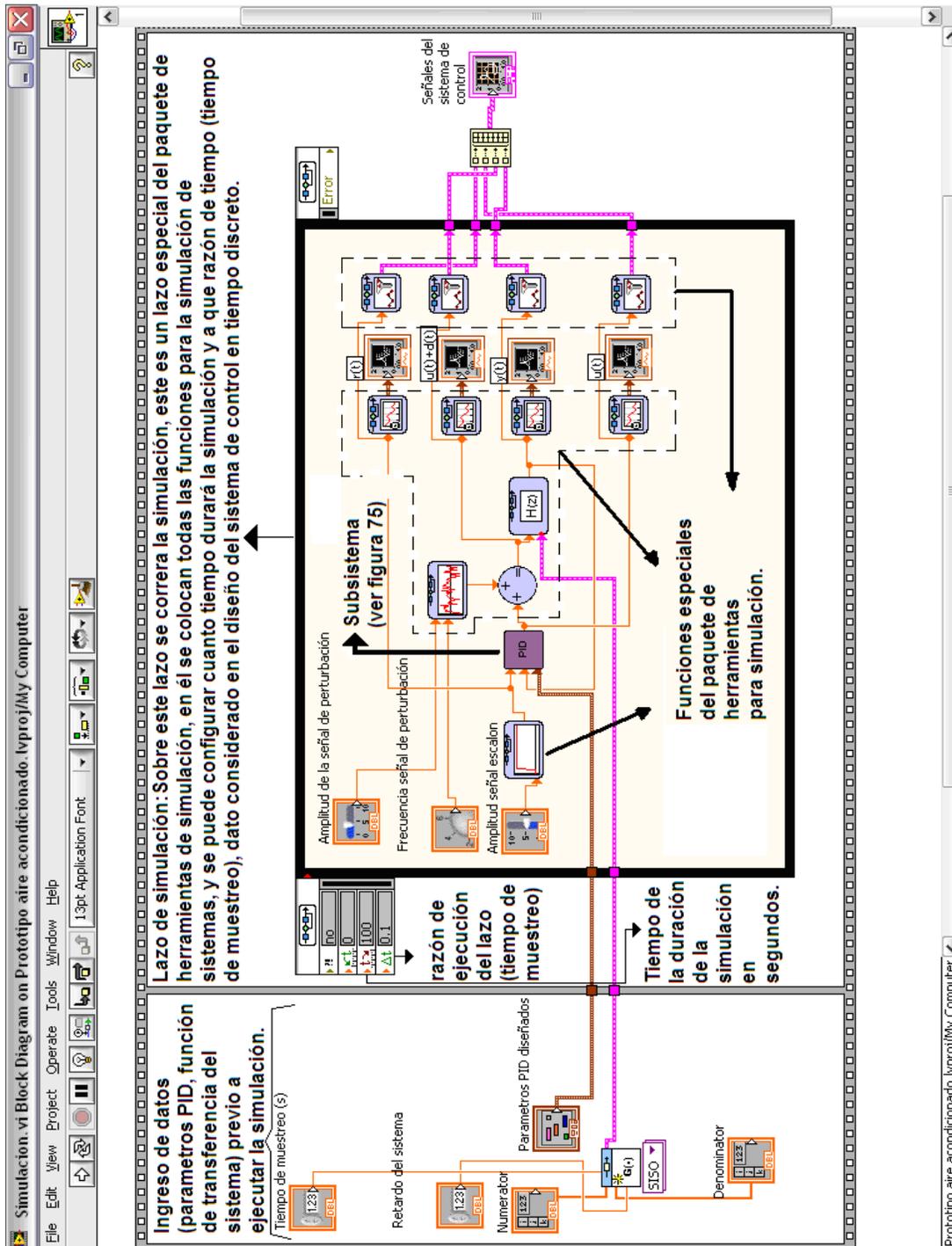
Fuente: El autor.

## 76. Panel frontal de "Simulación.vi".



Fuente: El autor.

Figura 77. Diagrama de bloques de “Simulación.vi”.



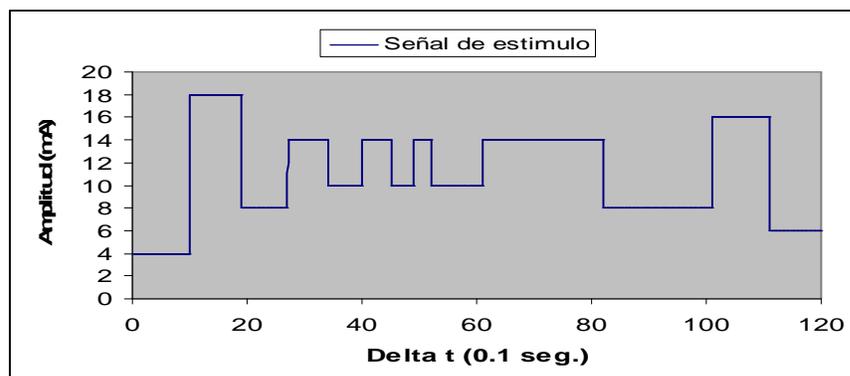
Fuente: El autor.

**Tabla I. Vector señal de estímulo (Para una duración total de 2 minutos, 1200 muestras, cada muestra cargada a razón de 100 milisegundos [10 muestras/seg]).**

Duración (seg.)	Vector	
	# de muestras	Amplitud de la señal (mA)
0-10	100	4
10-19	90	18
19-27	80	8
27-34	70	14
34-40	60	10
40-45	50	14
45-49	40	10
49-52	30	14
52-61	90	10
61-82	210	14
82-101	190	8
101-111	100	16
111-120	90	6

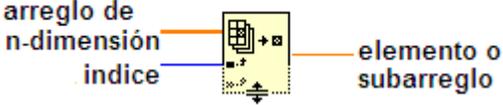
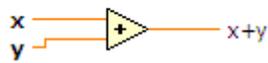
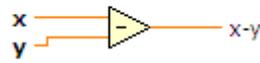
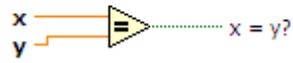
Fuente: El autor.

**Figura 78. Señal de estímulo.**



Fuente: El autor.

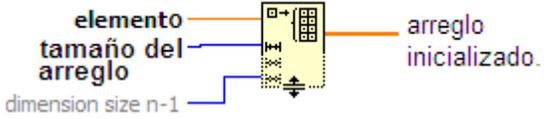
**Tabla II. Funciones básicas de Labview utilizadas en los instrumentos virtuales del presente capítulo (4).**

<p style="text-align: center;"><b>Index Array</b></p> 	<p>Extrae un elemento o sub-arreglo que se le indique por medio de la entrada “índice”.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Quotient &amp; Remainder</b></p> 	<p>Calcula en cociente y el residuo de las entradas.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Increment</b></p> 	<p>Agrega una unidad al valor de entrada.</p>
<p style="text-align: center;"><b>False Constant</b></p> 	<p>Constante booleana falsa.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Add</b></p> 	<p>Calculo la suma de las entradas.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Subtract</b></p> 	<p>Calcula la resta de las entradas.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Equal?</b></p> 	<p>Expulsa un valor booleano <b>verdadero</b> si el valor de <b>x</b> es igual a <b>y</b>. De otra forma expulsa un valor <b>falso</b>.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Wait Until Next ms Multiple</b></p> 	<p>Espera hasta que el valor del temporizador en milisegundos se convierta en un múltiplo del tiempo especificado en la entrada de esta función. Aplicable para ejecutar lazos “while” y “for loop” en múltiplos del tiempo especificado.</p>

**Tabla II. (Continuación).**

<p><b>One Button Dialog</b></p> <p>mensaje </p>	<p>Despliega un cuadro de dialogo que contiene un mensaje y un solo botón.</p>
<p><b>Write To Spreadsheet File.vi</b></p> <p>dirección al cual es guardado el archivo </p> <p>Datos (1D) </p>	<p>Convierte datos numéricos en una dimensión a formato de texto y la guarda en un archivo.</p>
<p><b>Read From Spreadsheet File.vi</b></p> <p>ubicación del archivo (despliega dialogo si el terminal no se conecta </p> <p>Datos (1D) </p>	<p>Abre un archivo determinado y convierte los datos numéricos en formato de texto a formato de arreglo de datos en una dimensión.</p>
<p><b>Bundle</b></p> <p>grupo </p> <p>element 0</p> <p>element 1</p> <p>...</p> <p>element n-1</p> <p>grupo a la salida</p>	<p>Adhiere a un grupo o agrupa cuantos elementos estén conectados a las terminales de entrada.</p>
<p><b>Unbundle</b></p> <p>grupo </p> <p>element 0</p> <p>element 1</p> <p>...</p> <p>element n-1</p>	<p>Separa un grupo en cuantos elementos se le indiquen a la salida (los elementos en un grupo tienen un orden predeterminado y ese será el orden en que son expulsados).</p>
<p><b>Build Array</b></p> <p>arreglo </p> <p>element</p> <p>element</p> <p>element</p> <p>arreglo final</p>	<p>Concatena múltiples arreglos o agrega elementos a un arreglo de n-dimensión.</p>
<p><b>Build Waveform</b></p> <p>señal </p> <p>distancia entre componentes de la señal</p> <p>dt</p> <p>Y</p> <p>waveform</p>	<p>Construye una señal a partir de la configuración en los terminales de entrada <b>dt</b> &amp; <b>Y</b>. Si no se conecta la terminal <b>dt</b>, se tendrá que conectar la terminal <b>señal</b> para que la función copie el <b>dt</b> de esta.</p>

**Tabla II. (Continuación).**

<p style="text-align: center;"><b>Initialize Array</b></p> 	<p>Crea un arreglo de n-dimensión en el cual cada elemento es inicializado al valor conectado en <b>elemento</b>.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Negate</b></p> 	<p>Niega el valor conectado a la entrada.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Reciprocal</b></p> 	<p>Divide 1 por el valor de la entrada.</p>

Fuente: El autor.

**Tabla III. Funciones especiales de los paquetes de herramientas de Labview para la identificación del sistema, diseño de control y simulación de los instrumentos del presente capítulo (4).**

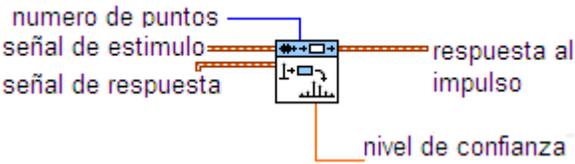
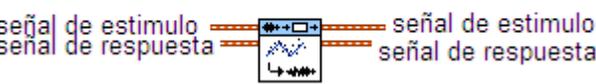
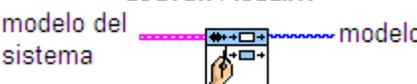
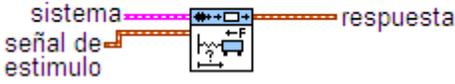
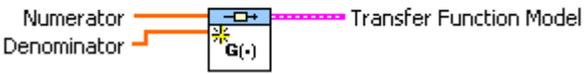
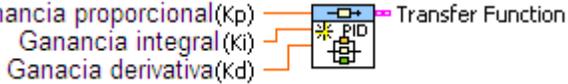
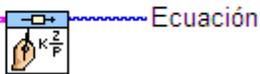
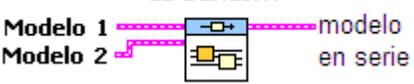
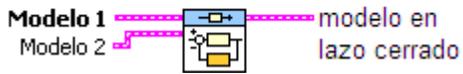
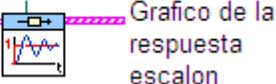
<p style="text-align: center;"><b>SI Estimate Impulse Response.vi</b></p> 	<p>Estima la respuesta al impulso de un sistema desconocido utilizando un análisis de correlación basado en preblanqueo de señal y el método de mínimos cuadrados.</p>
<p style="text-align: center;"><b>SI Remove Trend.vi</b></p> 	<p>Elimina las tendencias estado medio y lineal de equilibrio de las señales de estímulo y respuesta.</p>
<p style="text-align: center;"><b>SI Estimate Transfer Function Model.vi</b></p> 	<p>Estima los parámetros del modelo de la función de transferencia en tiempo continuo o discreto para un sistema desconocido.</p>
<p style="text-align: center;"><b>SI Draw Model.vi</b></p> 	<p>Muestra en un indicador de figuras sobre el panel frontal la ecuación del modelo.</p>

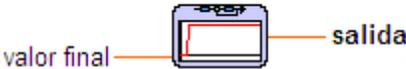
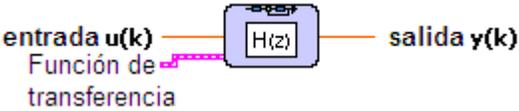
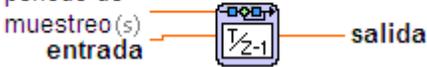
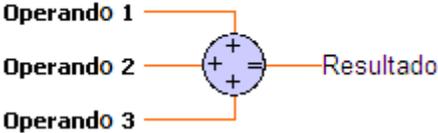
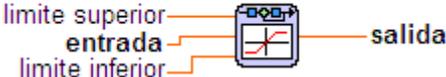
Tabla III. (Continuación).

<p><b>SI Model Simulation.vi</b></p> <p>modelo del sistema señal de estímulo</p>  <p>respuesta</p>	<p>Simula la respuesta de un modelo para una señal de estímulo determinada.</p>
<p><b>CD Construct Transfer Function Model</b></p> <p>Numerator Denominator</p>  <p>Transfer Function Model</p>	<p>Crea la función de transferencia de un sistema con los parámetros del numerador y denominador.</p>
<p><b>CD Create PID Parallel Model</b></p> <p>Ganancia proporcional(Kp) Ganancia integral (Ki) Ganacia derivativa(Kd)</p>  <p>Transfer Function</p>	<p>Construye un modelo PID en forma de función de transferencia.</p>
<p><b>CD Draw Zero-Pole-Gain Equation.vi</b></p> <p>función de transferencia del modelo</p>  <p>Ecuación</p>	<p>Dibuja la ecuación de la función de transferencia del modelo en la forma de polos-ceros y ganancia.</p>
<p><b>CD Series.vi</b></p> <p>Modelo 1 Modelo 2</p>  <p>modelo en serie</p>	<p>Conecta el <b>Modelo 1</b> y <b>Modelo 2</b> en serie de tal manera que la salida representa dicha conexión.</p>
<p><b>CD Feedback.vi</b></p> <p>Modelo 1 Modelo 2</p>  <p>modelo en lazo cerrado</p>	<p>Conecta el <b>Modelo 1</b> y <b>Modelo 2</b> o solamente el <b>Modelo 1</b> configuración realimentada y produce el lazo cerrado del modelo.</p>
<p><b>CD Damping Ratio and Natural Frequency.vi</b></p> <p>Función de transferencia del Modelo</p>  <p>Factores de amortiguamiento Frecuencias naturales</p>	<p>Entrega los factores de amortiguamiento relativos y las frecuencias naturales no amortiguadas para los polos del sistema a la entrada.</p>
<p><b>CD Step Response.vi</b></p> <p>Función de transferencia del modelo</p>  <p>Grafico de la respuesta escalon</p>	<p>Calcula la salida del sistema cuando una prueba escalón lo excita.</p>

**Tabla III. (Continuación).**

<p style="text-align: center;"><b>CD Pole-Zero Map.vi</b></p> <p>Función de transferencia del modelo  Mapa de polos y ceros</p>	<p>Gráfica los polos y ceros del modelo para un sistema determinado sobre un gráfico XY que representa un plano complejo.</p>
<p style="text-align: center;"><b>CD Parametric Time Response.vi</b></p> <p>Función de transferencia del modelo  datos parametricos de la respuesta escalón</p>	<p>Calcula la información de los parámetros (sobrepaso máximo, tiempo de asentamiento, etc.) correspondientes a la respuesta escalón</p>
<p style="text-align: center;"><b>CD Convert Continuous to Discrete.vi</b></p> <p>Función de transferencia continua del modelo tiempo de muestreo(s) método  Función de transferencia discreta del modelo</p>	<p>Convierte una función de transferencia en tiempo continuo a una en tiempo discreto utilizando el tiempo de muestreo y el método que se le especifique.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Simulation Loop</b></p> 	<p>Ejecuta el diagrama de simulación hasta alcanzar el tiempo especificado o hasta que el "halt simulation function" lo pare programáticamente. También ejecuta subsistemas. Las funciones especiales dentro de este lazo permiten ser configuradas por medio de un cuadro de dialogo o por medio de terminales de conexión externas.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Signal Generator</b></p> <p>amplitud frecuencia  salida</p>	<p>Genera punto por punto una señal periódica.</p>

**Tabla III. (Continuación).**

<p style="text-align: center;"><b>Step Signal</b></p> 	<p>Genera el valor punto por punto de una señal escalón.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Discrete Transfer Function</b></p> 	<p>Implementa el modelo de un sistema determinado en forma de función de transferencia discreta. Se define la función de transferencia del modelo especificando el numerador y denominador de la ecuación.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Simulation Time Waveform</b></p> 	<p>Gráfica un valor versus el tiempo de simulación sobre un gráfico.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Collector</b></p> 	<p>Colecta una señal a cada paso que es simulada y retorna un histórico del valor de la señal y el tiempo en el cual esta función grabo cada valor en la histórico.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Discrete Integrator</b></p> 	<p>Integra la entrada utilizando integración rectangular hacia delante (Euler), hacia atrás (Euler), o integración trapezoidal.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Summation</b></p> 	<p>Suma y/o resta las señales de entrada. Esta función acepta mezcla de vectores y escalares a la entrada.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Saturation</b></p> 	<p>Limita la señal de entrada el rango especificado.</p>

Fuente: El autor.



## **5. ANÁLISIS CON INSTRUMENTOS VIRTUALES SOBRE LOS MÉTODOS DE REGULACIÓN DE CAUDAL, UTILIZADOS EN VENTILACIÓN.**

En el presente capítulo se describe el diseño de los instrumentos virtuales que estarán a cargo del análisis psicrométrico de la mezcla de gas (aire) que circula a través del ventilador, y el ahorro energético que se obtiene al regular el caudal de aire por medio de varios métodos.

Los instrumentos virtuales que se han diseñado son los siguientes:

1. Linealización señal muestreada.vi.
2. Modelación.vi.
3. Operador.vi.
4. Análisis psicrométrico.vi.
5. Relación potencia vs. capacidad.vi.

La tabla VI describe las funciones utilizadas en el diseño de los instrumentos virtuales tratados en este capítulo (las funciones descritas en el capítulo anterior que se repiten se han obviado).

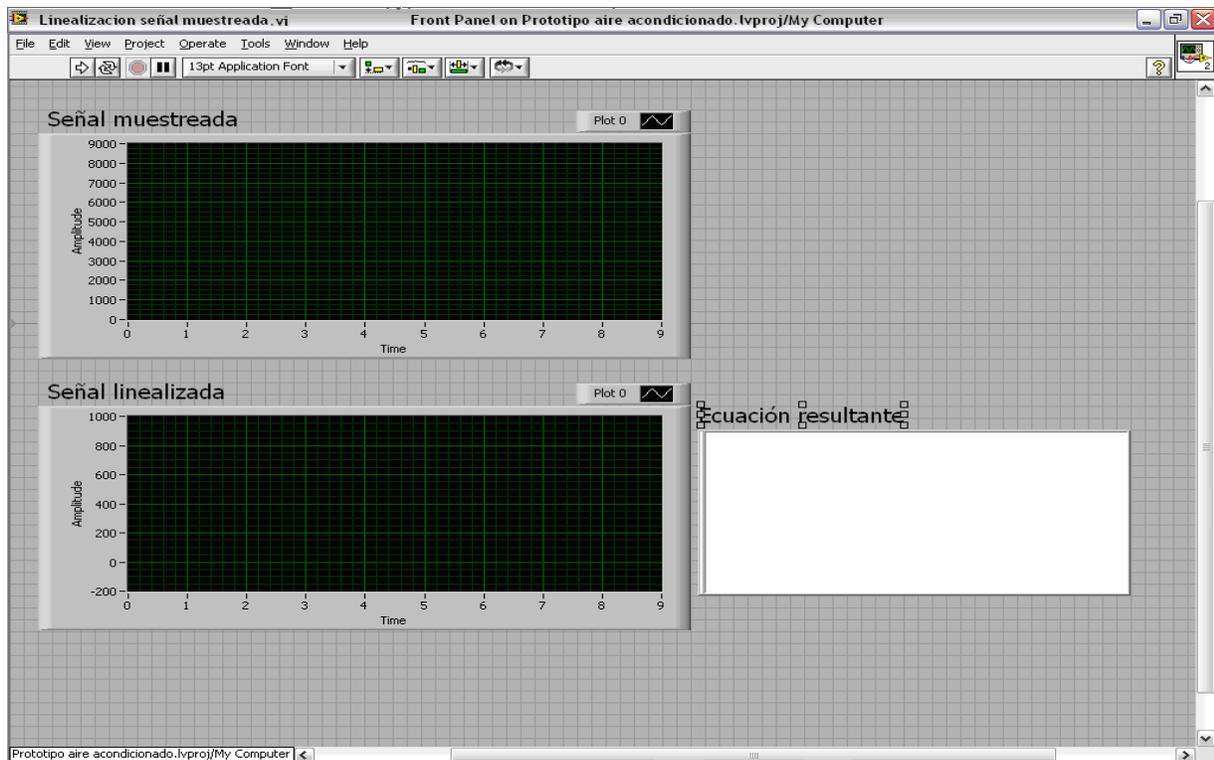
### **5.1 Instrumento virtual “Linealización señal muestreada”.**

La función de este instrumento es la de linealizar la señal de temperatura o la señal de humedad relativa que los sensores correspondientes a cada caso estén registrando. Esta linealización por supuesto que dependerá de las características del sensor.

### 5.1.1 Panel frontal.

El panel frontal se muestra en la figura 79, como se visualiza, este simplemente consta del gráfico de la señal muestreada, el gráfico de la señal linealizada y la ecuación resultante cuyos parámetros son los que se configurarían en los instrumentos virtuales donde estas señales sean leídas (cada instrumento virtual como se puede observar de los diagramas de bloques donde esta involucrada una lectura de estas señales, contienen una función sumadora [de forma algebraica] y otra multiplicadora para configurar estos parámetros, y obtener de esta manera, un valor de temperatura o humedad proporcional a la lectura de corriente y/o voltaje proveniente del sensor).

**Figura 79. Panel frontal de “linealización señal muestreada.vi”.**



Fuente: El autor.

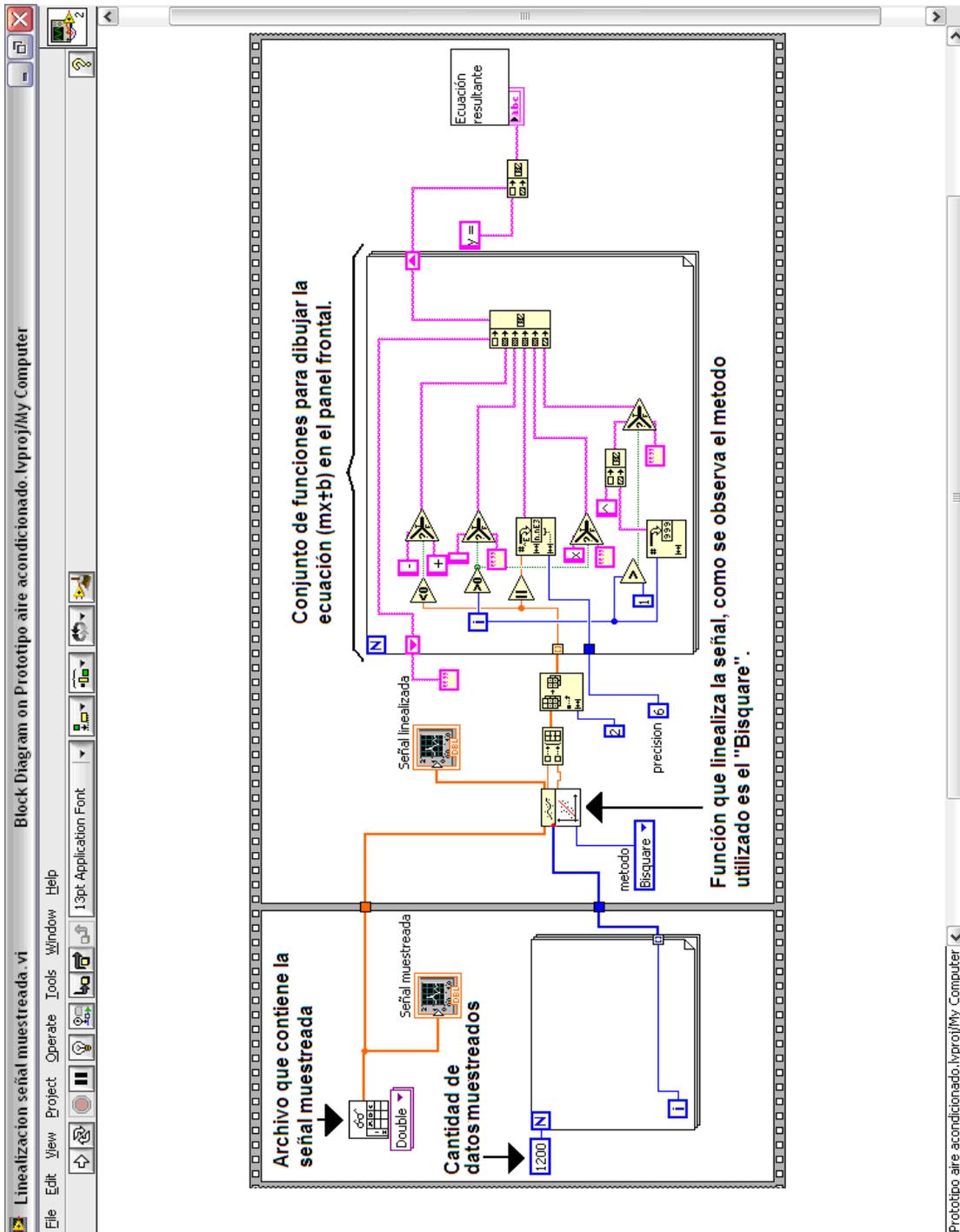
### 5.1.2 Diagrama de bloques.

Como se observa en el diagrama de bloques de la figura 80, el objetivo principal de este instrumento virtual es el de obtener una ecuación cuyos parámetros  $m$  y  $b$  linealicen la lectura del sensor y se obtenga así, un valor proporcional de temperatura o humedad. Por supuesto que para esto se tiene que realizar una prueba que abarque toda la escala de lectura o por lo menos la escala que interesa, por ejemplo, la de temperatura podría estar entre 20 y 50 °C, esto dependiendo del aire atmosférico a la entrada y del calor máximo que la resistencia eléctrica pueda transferir al aire ventilado. Esta prueba se puede realizar con el instrumento virtual descrito en el capítulo anterior (configuración estímulo respuesta.vi), con la única diferencia que el vector de la señal de estímulo tendría que ser como el de la tabla IV.

### 5.2 Instrumento virtual “Modelación”.

Este instrumento virtual se ha creado específicamente para obtener una ecuación que modele el comportamiento de la presión del vapor contra la temperatura del mismo. La ecuación obtenida con este instrumento influye en el diseño de los instrumentos virtuales de las dos secciones siguientes (5.3 y 5.4).

Figura 80. Diagrama de bloques de “linealización señal muestreada.vi”.



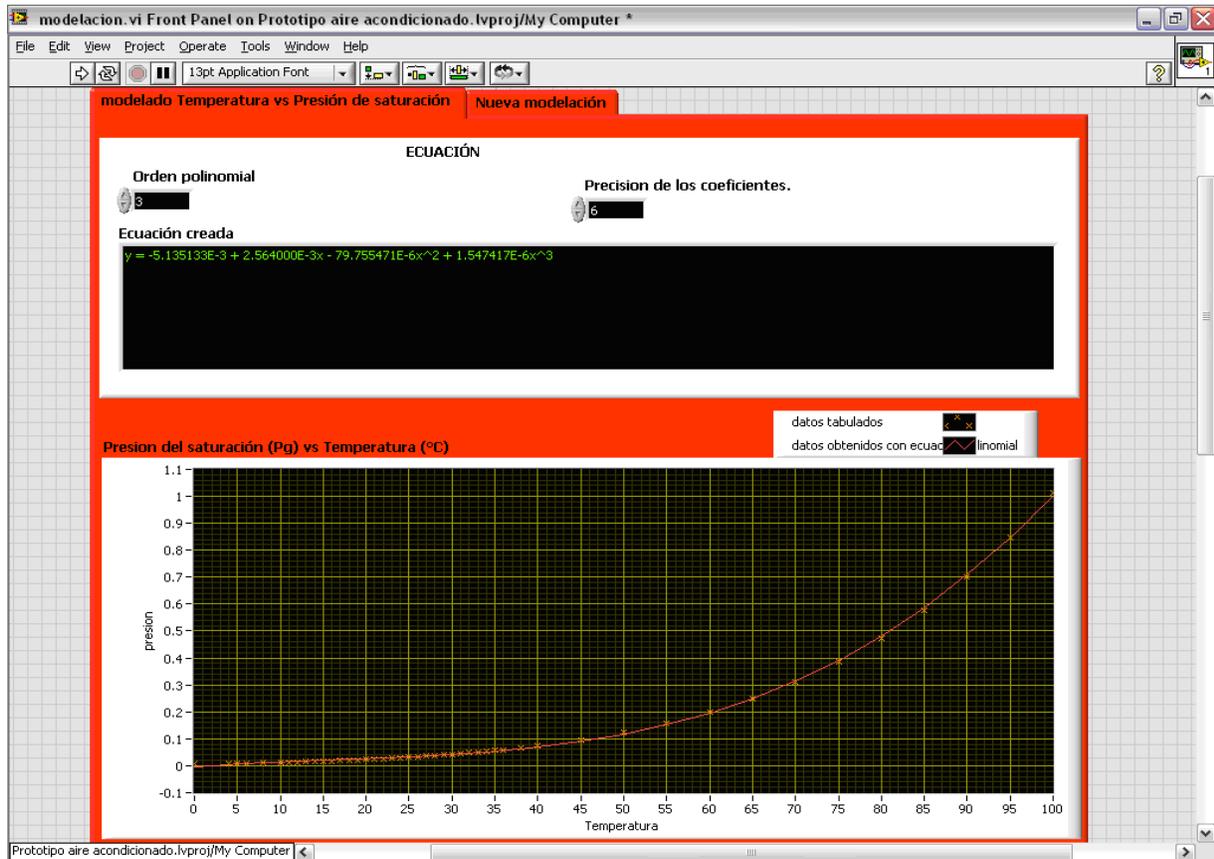
Fuente: el autor.

**Tabla IV. Vector de la señal de estímulo para muestrear la señal de temperatura.**

<b>Corriente [mA]</b>	<b># de muestras</b>
4	70
5	70
6	70
7	70
8	70
9	70
19	70
11	70
12	70
13	70
14	70
15	70
16	70
17	70
18	70
19	70
20	80

Fuente: El autor.

Figura 81. Panel frontal de “modelación.vi”.



Fuente: El autor.

El porque de esta ecuación el lector lo entenderá mejor cuando se discutan los dos instrumentos virtuales de las secciones siguientes, sin embargo, cabe mencionar que las muestras han sido obtenidas puesto que no hay una ecuación en especial que modele el comportamiento de la presión de saturación versus la temperatura, sino que por medio de experimentos se ha obtenido las propiedades para el agua saturada, la tabla V muestra los datos.

### 5.2.1 Panel frontal.

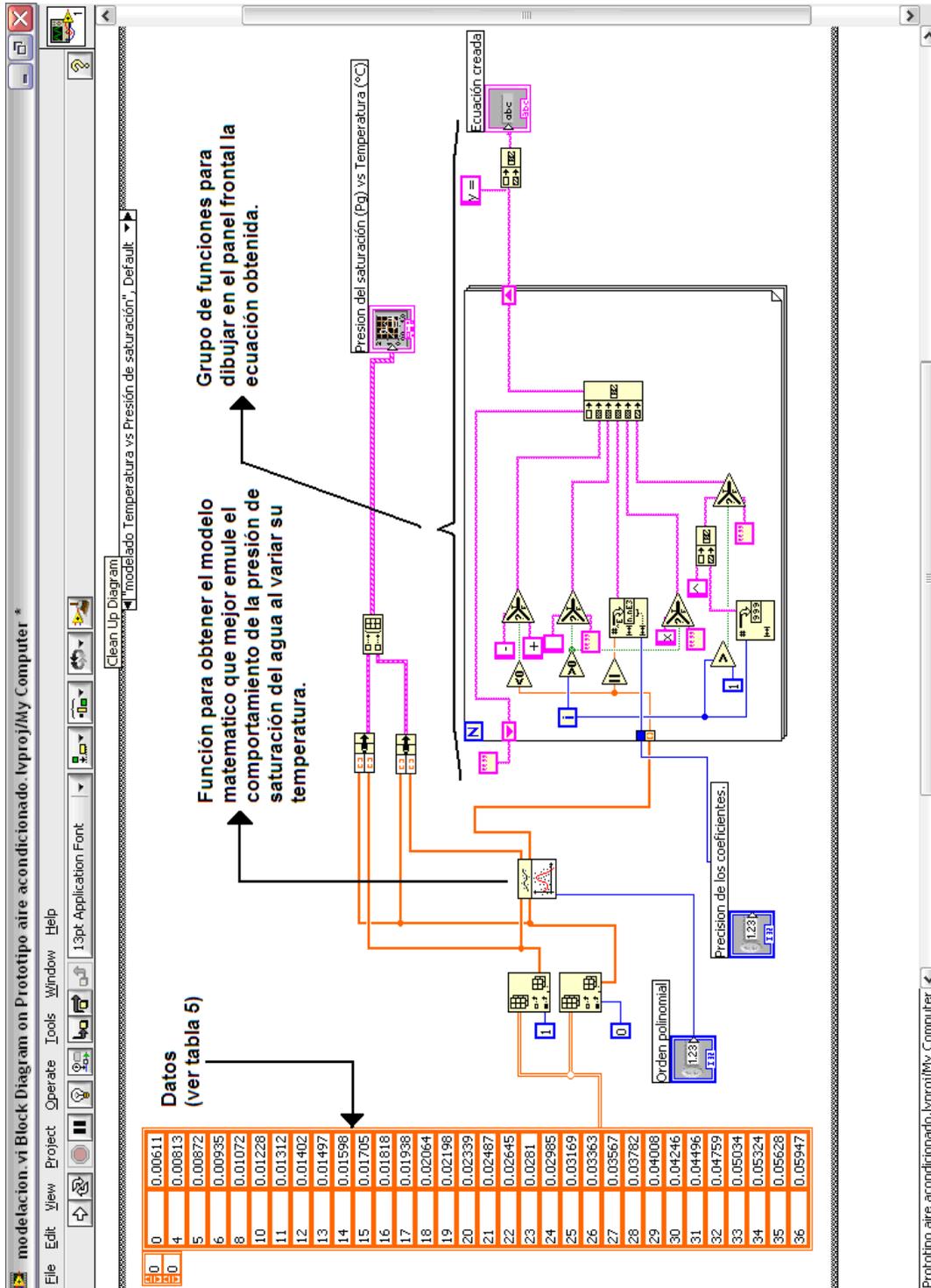
Con respecto al panel frontal de este instrumento (ver figura 81), cabe resaltar que posee dos controles para configurar el orden de la ecuación que mejor modela los datos muestreados y los coeficientes de dicha ecuación. También indica la ecuación resultante y un gráfico que indica los datos muestreados y los datos modelados con la ecuación modelada a partir de estos datos muestreados.

### 5.2.2 Diagrama de bloques.

En el diagrama de bloques de la figura 82, se puede observar que la función es únicamente la de aplicar el mejor método de regresión posible para obtener la ecuación que mejor emule el comportamiento de la presión de saturación del agua cuando varía la temperatura de esta, también se observa los datos utilizados para obtener esta ecuación, que como se mencionó son datos obtenidos de experimentación, y que se muestran en su totalidad en la tabla V. También como se mencionó la ecuación obtenida es de suma importancia para poder graficar la presión del vapor (propiedad que es parte de la carta psicrométrica, carta utilizada en cualquier análisis termodinámico que involucre al aire) en el instrumento virtual; “análisis psicrométrico.vi”. La ecuación polinomial de tercer orden que se ha obtenido con una precisión en los coeficientes de 6 con los datos de la tabla V es la siguiente.

$$y = -0.005135133 + 0.002564000x - 0.000079755471x^2 + 0.000001547417x^3$$

Figura 82. Diagrama de bloques de “modelación.vi”.



Fuente: El autor.

**Tabla V. Datos experimentales de la variación de la presión de saturación del agua con respecto a su temperatura.**

<b>Temperatura [°C]</b>	<b>Presión [bares]</b>
0	0.00611
4	0.00813
5	0.00872
6	0.00935
8	0.01072
10	0.01228
11	0.01312
12	0.01402
13	0.01497
14	0.01598
15	0.01705
16	0.01818
17	0.01938
18	0.02064
19	0.02198
20	0.02339
21	0.02487
22	0.02645
23	0.02810
24	0.02985
25	0.03169
26	0.03363
27	0.03567
28	0.03782
29	0.04008
30	0.04246
31	0.04496
32	0.04759

33	0.05034
34	0.05324
35	0.05628
36	0.05947
38	0.06632
40	0.07384
45	0.09593
50	0.1235
55	0.01576
60	0.1994
65	0.2503
70	0.3119
75	0.3858
80	0.4739
85	0.5783
90	0.7014
95	0.8455
100	1.014

Fuente: Kenneth Wark Jr., Termodinámica. Pág. 822.

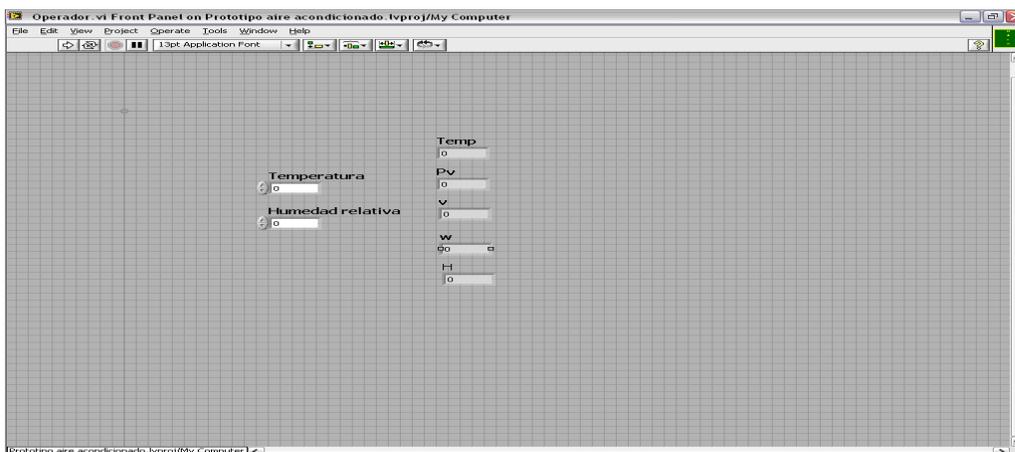
### 5.3 Instrumento virtual “Operador”.

Este instrumento virtual ha sido creado para funcionar con un subVI (funcionando como cualquier función dentro de otro instrumento virtual), y el objetivo de este, es el de tomar la señal de temperatura de humedad y de temperatura para graficar las propiedades de la mezcla de un gas ideal y un vapor (aire). En el diagrama de bloques de este instrumento se explicarán a detalle las consideraciones que se han hecho para que dicho gráfico sea posible a partir de estas dos variables (humedad relativa y temperatura).

#### 5.3.1 Panel frontal.

El panel frontal que se muestra en figura 83, se muestran las dos entradas (variables) a partir de las cuales extraemos las propiedades del aire, y se pueden observar como las salidas de este subVI.

**Figura 83. Panel frontal de “Operador.vi”.**



Fuente: El autor.

#### 5.3.2 Diagrama de bloques.

En el diagrama de bloques de este instrumento virtual (figura 84), se puede observar que las dos señales poseen funciones para linealizarlas si este fuera

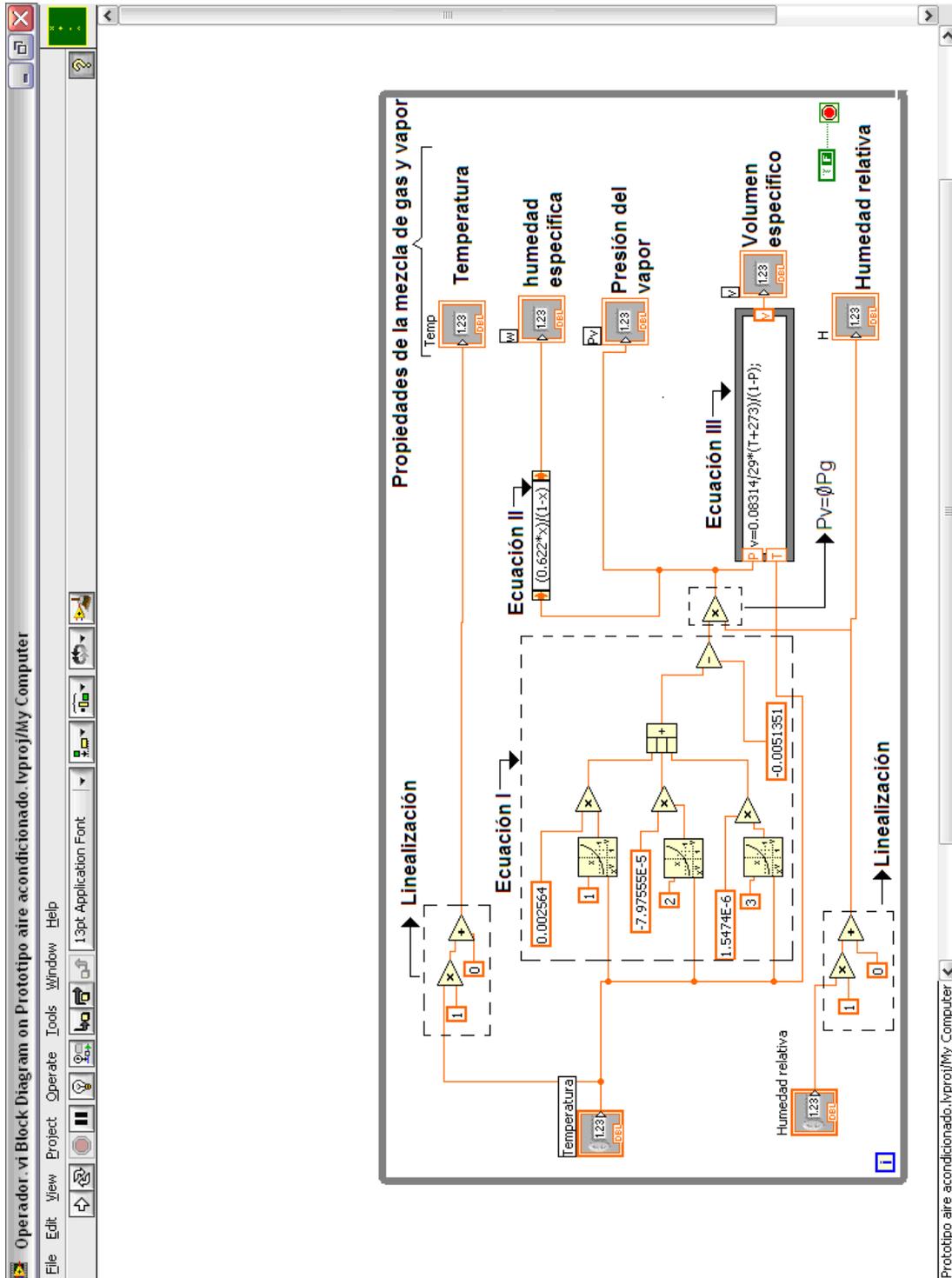
el caso, también observamos las salidas de este instrumento que no son mas que las propiedades a graficar y que son parte de la carta psicrométrica utilizada en cualquier análisis termodinámico para el aire. Por último observamos las ecuaciones que han hecho posible el análisis de estas propiedades, explicaremos cada una ya que se ha hecho un análisis para considerar ciertos valores en las variables que componen a estas ecuaciones.

Ecuación I: Esta ecuación es para obtener la presión de saturación, ecuación que como se explicó en la sección anterior, ha sido modelada a partir de datos experimentales para obtener la presión de saturación a partir de la temperatura, esta presión de saturación es necesaria para obtener todas las demás propiedades, como se observa en el diagrama, se ha hecho la multiplicación entre  $P_g$  (presión de saturación) y  $\phi$  (humedad relativa) para obtener  $P_v$  (presión del vapor), ya que  $P_v$  es variable en las siguientes ecuaciones.

Ecuación II. El análisis que se ha hecho en esta ecuación es que se ha considerado la presión total como de 1 bar (presión atmosférica media en la ciudad de Guatemala), pero el hecho de considerar la presión como de 1 bar es parte del análisis que se ha hecho, esto debido a que la presión que debe ir en la ecuación es la presión sobre el aire en el canal de ventilación, pero como en este caso especial se succiona y expulsa directamente el aire a la atmósfera, se puede hacer esta aproximación, a continuación el análisis matemático que soporta lo que se ha descrito. Prescindiendo de la presión de velocidad del aire que el ventilador crea sobre este, ya que al omitir esta presión el error es mínimo (ver figura 49) en condiciones de caudal moderado (situación en la cual se pretende realizar el análisis psicrométrico), la ecuación que describe la presión estática a la salida del ventilador es la siguiente:

$$P_s = P_t - P_v = P_{s2} - P_{t1}$$

Figura 84. Diagrama de bloques de “Operador.vi”.



Fuente: El autor.

Donde  $p_{t1}$  es cero ya que el aire es expulsado directamente a la atmósfera, y  $p_{s2}$  es aproximadamente 1 (presión atmosférica).

Ecuación III: En esta ecuación también se realizó el mismo análisis que en la ecuación II con respecto a la presión total que va en esta.

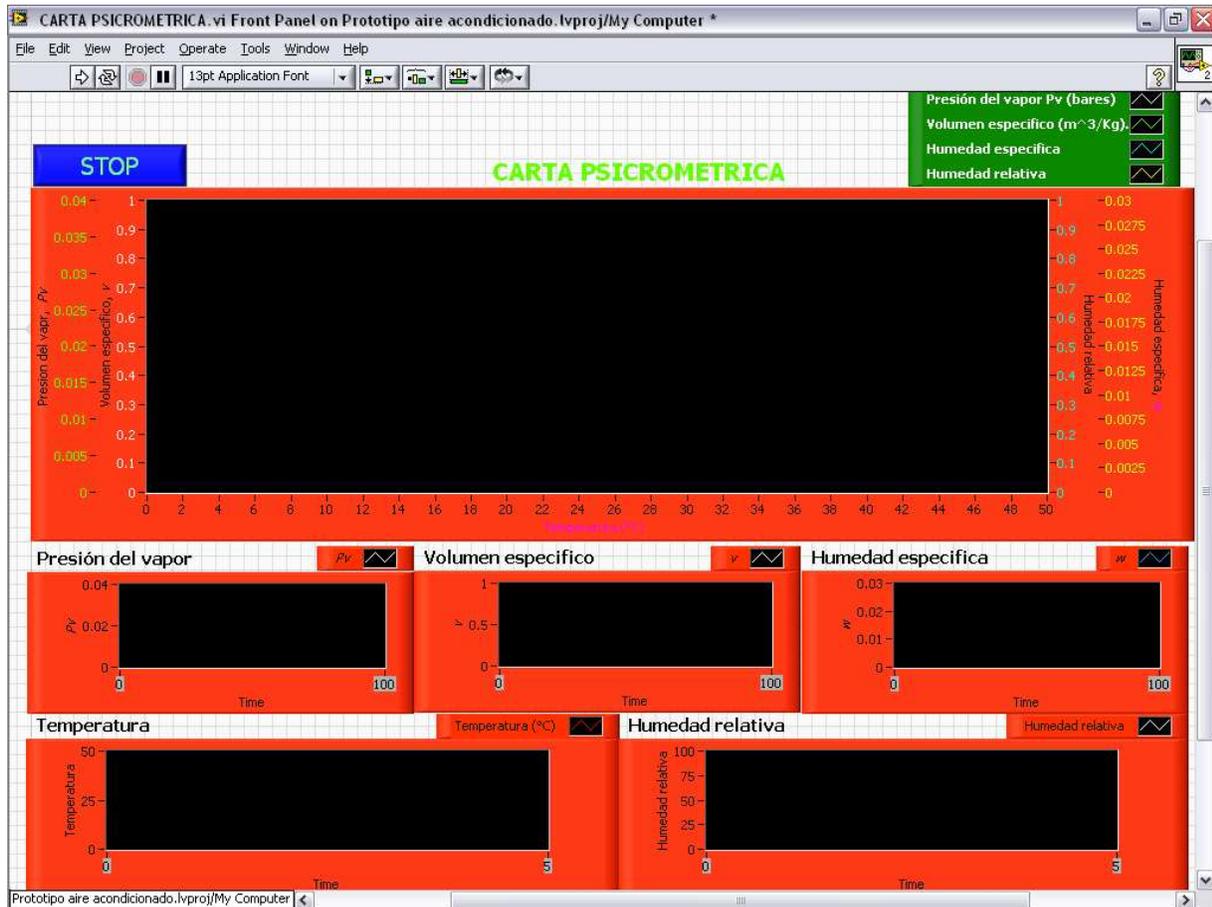
#### **5.4 Instrumento virtual “Análisis psicrométrico”.**

Luego de haber creado el instrumento virtual que tiene como trasfondo todo el análisis sobre el comportamiento de las propiedades del aire en función de las variables de temperatura y humedad, se crea este para poder visualizar estas propiedades, así que la función de este instrumento es simple y a la vez muy importante, la de visualización.

##### **5.4.1 Panel frontal.**

El panel frontal como se observa en la figura 85, está compuesto en su totalidad de gráficos, la gráfica más grande corresponde a una aproximación de la carta psicrométrica utilizada en libros de termodinámica, con aproximación me refiero, no a que no estén graficadas todas las propiedades del aire que cualquier carta psicrométrica posee, si no que me refiero a que las cartas psicrométricas poseen las líneas en que determinada propiedad tiene un valor constante. Las demás gráficas son las mismas propiedades graficadas en la carta psicrométrica de este instrumento, con la diferencia que se visualiza el comportamiento de estas en función del tiempo, están en función de la temperatura, humedad relativa, y unas con otras según lo indiquen las características de cada una, lo cual fue tratado en las secciones anteriores.

Figura 85. Panel frontal de “Carta psicrométrica.vi”.

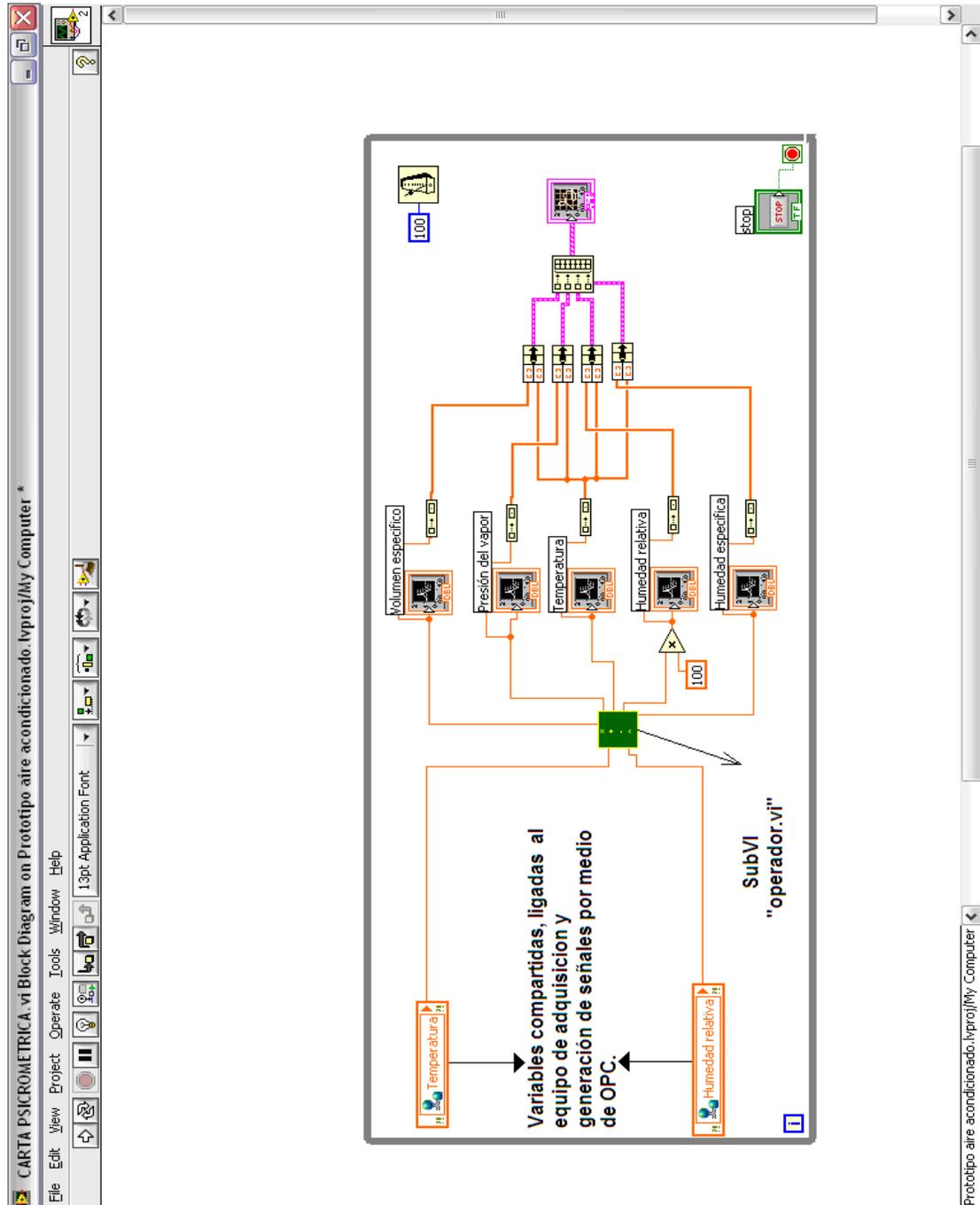


Fuente: El autor.

#### 5.4.2 Diagrama de bloques.

En el diagrama de bloques que se muestra en la figura 86, se puede observar el instrumento virtual que se describió en la sección anterior, con la diferencia por supuesto, que aquí se ve solamente el ícono con sus respectivas entradas y salidas. Acerca de las demás funciones lo único que hay que decir es que son funciones para lograr la visualización por medio de gráficos, que como ya se explicó, la visualización consta de un gráfico principal (carta psicrométrica) y 5 gráficas para cada propiedad en función del tiempo.

Figura 86. Diagrama de bloques de “Carta psicrométrica.vi”.



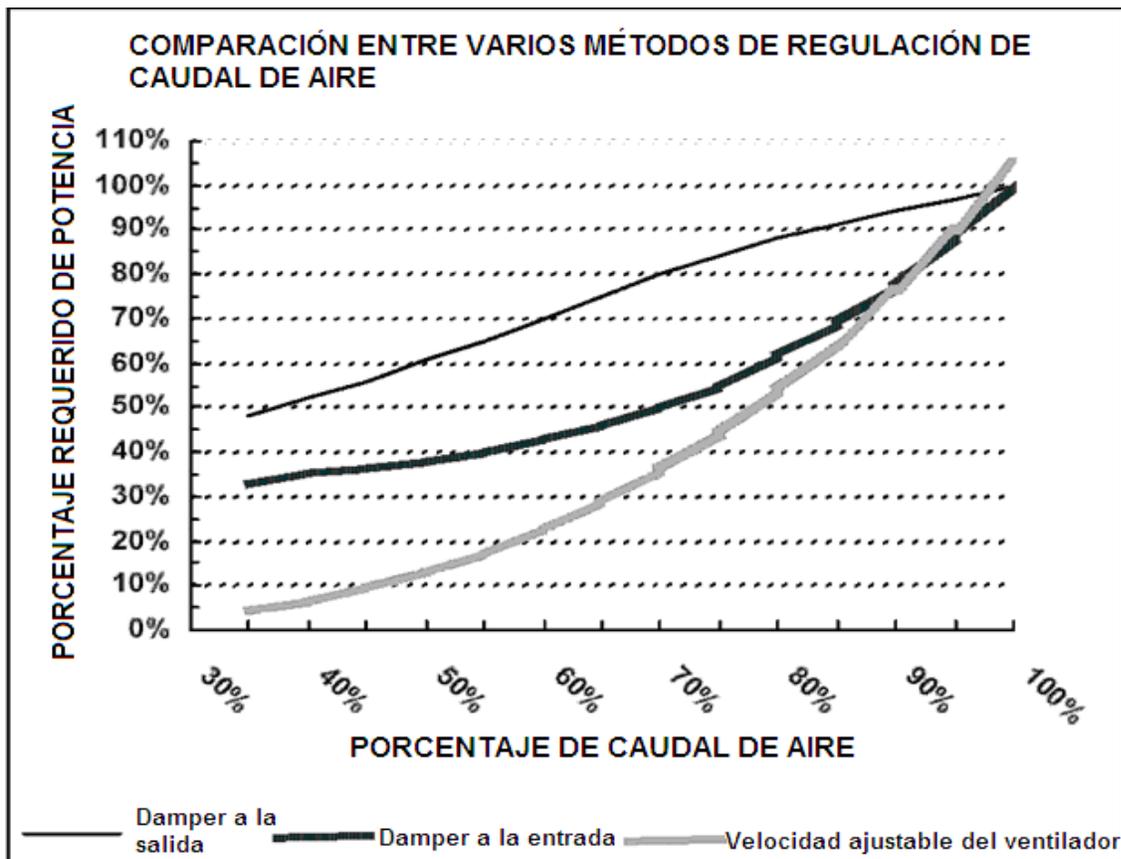
Fuente: El autor.

## 5.5 Instrumento virtual “Relación potencia vs. capacidad”.

Este instrumento virtual ha sido creado con el propósito de visualizar y entender comportamiento de las curvas de potencia contra capacidad, cuando el flujo es variado por medio de diferentes métodos. Son 3 los métodos tomados en cuenta:

1) Regulación de caudal con damper a la entrada, 2) con damper a la salida, y 3) por medio de variación de velocidad del motor acoplado al ventilador. En la figura 87 se puede observar cuál es el comportamiento esperado y que podrá ser visualizado en el panel frontal de este instrumento virtual.

**Figura 87. Comparación entre métodos de regulación de caudal de aire.**

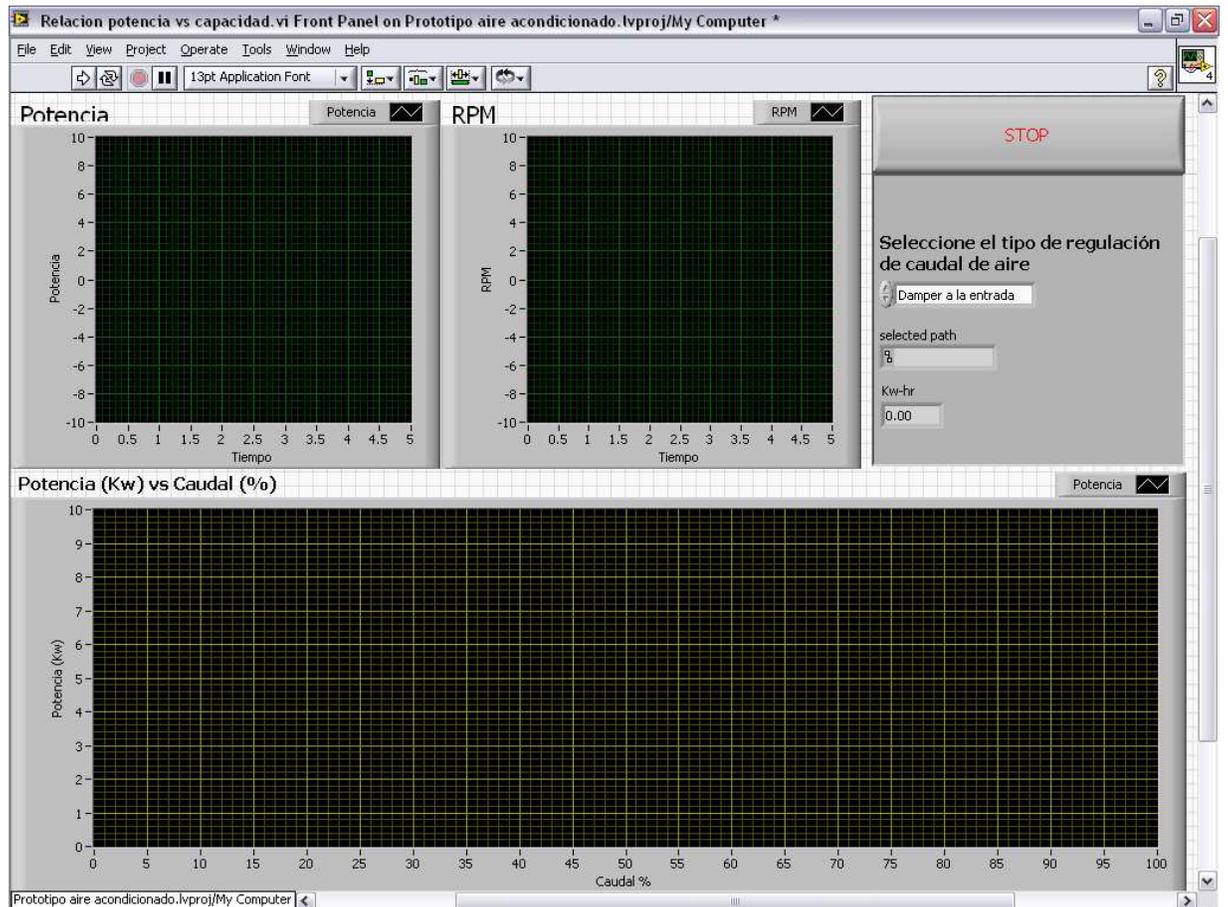


Fuente: <http://www.bee-india.nic.in/GuideBooks/3Ch5.pdf>

### 5.5.1 Panel frontal.

En el panel frontal (ver figura 88) se pueden observar los diferentes gráficos disponibles en este instrumento virtual cuyo objetivo es como ya mencionamos, el de poder visualizar los diferentes comportamientos para los diferentes tipos de regulación. También podemos observar un indicador para medir la energía consumida durante el intervalo de la prueba, esto para tener un estimado del porcentaje de ahorro energético que se puede obtener al regular el caudal por métodos más eficientes.

Figura 88. Panel frontal de “Relación de potencia vs capacidad.vi”.

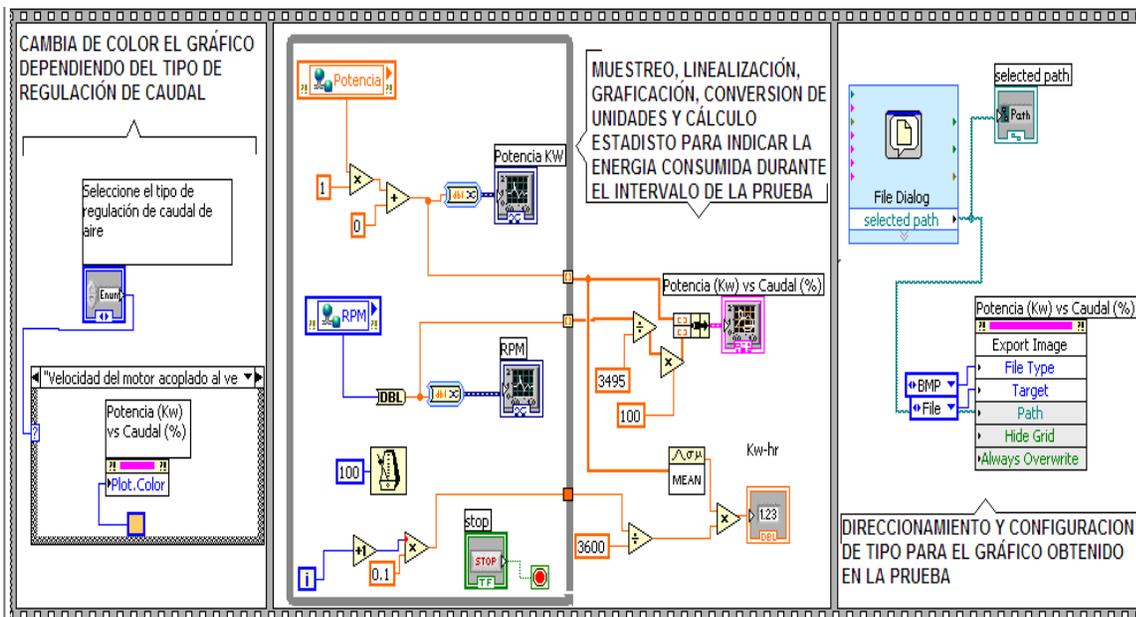


Fuente: el autor.

## 5.5.2 Diagrama de bloques.

En el diagrama de bloques de la figura 89, se puede observar un tipo de programación en el que el programa está dividido en tres partes principales. La primera parte está relacionada con el simple hecho de cambiar el color del gráfico respectivamente con el cambio del método de regulación, esto para poder visualizar cada gráfico diferente al correr 3 veces la prueba para cada método de regulación. La segunda parte corresponde al muestreo de datos, linealización de las señales a graficar, funciones de conversión, y funciones estadísticas, esta última para tener un indicador de la energía consumida durante el intervalo de la prueba en los diferentes métodos de regulación. La tercera parte es simplemente para indicar el tipo de gráfico a guardar, y el tipo de formato de este. La secuencia que se acaba de explicar se ha realizado en un estructura de Labview llamada “the sequence structure”, o estructura de secuencia en español.

**Figura 89. Diagrama de bloques de “Relación potencia vs capacidad.vi”.**



Fuente: El autor.

**Tabla VI. Funciones básicas de Labview utilizadas en los instrumentos virtuales del presente capítulo (5).**

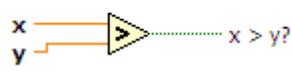
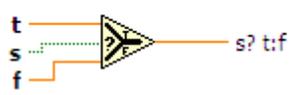
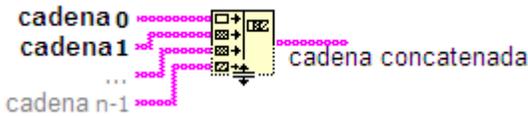
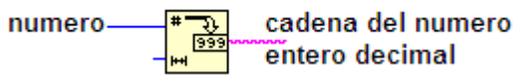
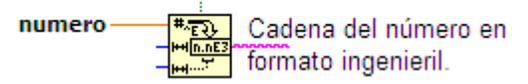
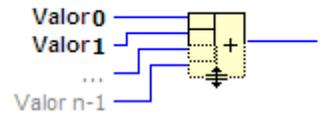
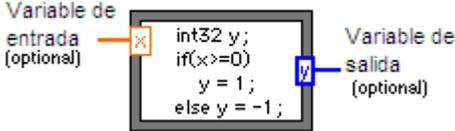
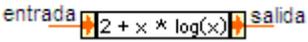
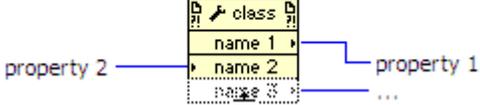
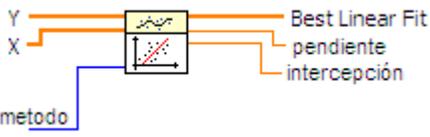
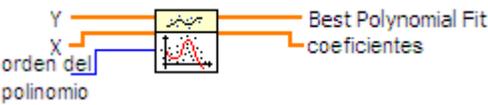
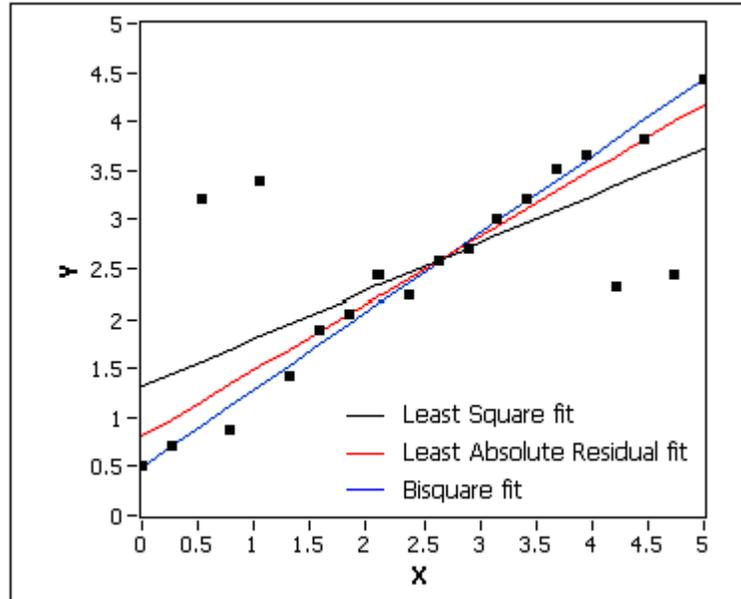
<p style="text-align: center;"><b>Less?</b></p> 	<p>Expulsa a la salida un valor booleano VERDADERO si <math>x</math> es menor que <math>y</math>. De otro modo expulsa un valor FALSO.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Greater?</b></p> 	<p>Expulsa a la salida un valor booleano VERDADERO si <math>x</math> es mayor que <math>y</math>. De otro modo expulsa un valor FALSO.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Absolute Value</b></p> 	<p>Expulsa el valor absoluto del valor a la entrada.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Select</b></p> 	<p>Expulsa el valor conectado a la entrada <math>t</math> o <math>f</math>, dependiendo del valor de <math>s</math>. Si <math>s</math> es VERDADERO, esta función expulsa el valor conectado a <math>t</math>. Si <math>s</math> es FALSO, esta función expulsa el valor conectado a <math>f</math>.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Concatenate Strings</b></p> 	<p>Concatena las cadenas y unidimensionales arreglos de cadenas en una sola cadena a la salida.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Number To Decimal String</b></p> 	<p>Convierte un número a una cadena de dígitos decimales a la menor anchura de lo ancho de los caracteres o más ancho de ser necesario.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Number To Engineering String</b></p> 	<p>Convierte un número a formato ingenieril.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Power Of X</b></p> 	<p>Calcula <math>x</math> elevado a la <math>y</math> potencia.</p>
<p style="text-align: center;"><b>Compound Arithmetic</b></p> 	<p>Desempeña una función aritmética para <math>n</math> entradas como sea necesario (función aritmética configurable).</p>

Tabla VI. (Continuación).

<p><b>Formula Node</b></p> 	<p>Evalúa fórmulas matemáticas con sintaxis parecida a la de lenguaje C.</p>
<p><b>Expression Node</b></p> 	<p>Calcula fórmulas o ecuaciones que contienen solo una variable.</p>
<p><b>Convert to Dynamic Data</b></p> 	<p>Convierte datos tipo numérico, booleano, de forma de onda y arreglos a dato tipo dinámico para uso de "Express VI's".</p>
	<p>Representa una "Shared variable" en el diagrama de bloques. Una variable compartida es lo que se utiliza en labview para ligar programáticamente la variable a analizar con el registro de otro software que contiene dicha variable, esto por medio de un determinado protocolo de comunicación.</p>
<p><b>Property Node</b></p> 	<p>Adquiere (lectura) y/o determina (escritura) propiedades de una determinada referencia.</p>
<p><b>Linear Fit.vi</b></p> 	<p>Calcula la ecuación lineal de acuerdo a los valores X &amp; Y, utiliza los métodos "least square" (mínimos cuadrados), "least absoluto residual" (mínimo absoluto residual), o "Bisquare. Ver detalle en la figura 90.</p>
<p><b>General Polynomial Fit.vi</b></p> 	<p>Calcula el modelo polinomial con respecto a las muestras en X &amp; Y utilizando el método de mínimos cuadrados.</p>

Fuente: El autor.

**Figura 90. Métodos de regresión.**



Fuente: El autor.



## CONCLUSIONES

1. El diseño del sistema de control de temperatura y humedad puede ser realizado en forma analítica con los conceptos teóricos utilizados en diseño de sistemas de control descritos en el capítulo uno, esto a partir de los instrumentos virtuales presentados en este documento, utilizando el equipo de adquisición de señales “Multidrive” y software “Labview”.
2. La visualización por medio del instrumento virtual “carta psicrométrica”, tendrá pequeñas variaciones con respecto a las cartas psicrométricas que cualquier texto de termodinámica posee, esto debido a las aproximaciones que se han hecho con el objetivo de minimizar el costo con respecto a los sensores de presión que se deberían de haber colocado para obtener el valor en tiempo real de la presión estática y dinámica del caudal del aire.
3. Las aproximaciones que se han realizado con respecto a la omisión de los sensores de presión son aceptables, ya que no influyen de manera significativa en la carta psicrométrica. Por ejemplo, la aproximación que se hizo con la presión total del caudal de aire que circula en el canal de ventilación y cuyo valor es utilizado en la ecuación III (figura 34), se aproximó a que no importando la velocidad del caudal, ésta sería siempre 1 bar (presión atmosférica promedio del aire en la ciudad de Guatemala), y como se sabe al aumentar la velocidad del aire, la presión de este aumenta según la siguiente ecuación: **(Presión total = presión estática + presión debida a la variación de la velocidad del aire)**, en la figura 49 se observa el porcentaje de error que se comete al omitir la presión variante con respecto a la velocidad del caudal de aire. También cabe mencionar que se tomo la presión atmosférica debido a que el

canal de ventilación toma y expulsa el aire del y hacia el exterior, y la longitud del canal de ventilación entre la entrada y salida es pequeña.

4. Los instrumentos virtuales que se presentan en el capítulo 4, para estimar la función de transferencia del proceso de acondicionamiento de temperatura con humidificación del aire que circula en el canal de ventilación, para el diseño del controlador PID, y para la simulación del sistema de control, han sido diseñados para funcionar con el prototipo de ventilación que se encuentra en los laboratorios del INTECAP, sin embargo, muchas de las herramientas que se han utilizado en ellos, pueden ser utilizadas en sistemas de control más sencillos o más complejos.

## RECOMENDACIONES

1. La persona que utilice los instrumentos virtuales diseñados en este documento, debe tomar en cuenta que: a) Los instrumentos virtuales han sido diseñados específicamente para esta aplicación en particular (Ventilación de aire con calentamiento y humidificación), b) Los instrumentos virtuales requieren que la persona que los opere posea conocimiento teórico en relación al diseño de sistemas de control automático, c) Los instrumentos virtuales requieren que la persona que los manipule posea conocimiento básico de cómo operar estos y d) Los instrumentos virtuales requieren el protocolo OPC para comunicarse según se describió en el capítulo 3 con el equipo de adquisición de señales “Multidrive”.
2. Hay que tomar en cuenta que en los instrumentos virtuales diseñados para el análisis psicrométrico del aire ventilado, se han hecho aproximaciones a considerar al momento de realizar las pruebas para la visualización del comportamiento de las propiedades del aire ventilado (ver inciso 2 de las conclusiones). Por lo que para efectos de visualización de las propiedades del aire en el instrumento virtual “carta psicrométrica”, no vale la pena aumentar al máximo la velocidad del ventilador puesto que esto produce un mayor porcentaje de error debido a que la presión que esta en función de la velocidad del caudal de aire (ver figura 49) tiene una variación mayor arriba del 50 % de la velocidad de rotación del ventilador, por lo que con variar la velocidad de 0 al 50% se obtienen resultados aceptables.
3. Si se desea utilizar otro equipo de adquisición y generación de señales, se debe tomar en cuenta: 1) El protocolo de comunicación a utilizar para

conectarlo con Labview 2) los instrumentos virtuales diseñados (“señal de estímulo” y “configuración estímulo respuesta”) pueden sufrir pequeñas modificaciones, estas modificaciones serian con respecto a como reconoce Labview los registros de este equipo, y a la linealización de la señal adquirida que se realiza en estos instrumentos virtuales mas no en el vector de la señal de estímulo (ver tabla IV). Para el instrumento virtual donde se estima la función de transferencia del proceso de aire acondicionado, es necesario únicamente cargar los datos muestreados con el instrumento virtual “configuración estímulo respuesta”. Y para los otros dos instrumentos virtuales (“diseño del controlador” y “simulación”) no seria necesaria ninguna modificación.

## BIBLIOGRAFÍA

1. Kuo, Benjamín. Sistemas de control automático.  
7ª. ed. México: Editorial Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., 1996.
2. Dorf, R. C. y Bishop, R. H. Sistemas de control moderno.  
10ª. Ed. Madrid: Editorial Pearson Education, S.A., 2005.
3. Wark, Kenneth. Termodinámica.  
2ª. Ed. México: McGraw-Hill Interamericana de México, S.A. de C.V., 1991.
4. Marks. Manual del ingeniero mecánico.  
3ª. ed. México: Editorial McGraw-Hill Interamericana de México, S.A. de C.V., 1995.
5. Sumathi S. y Surekha P. Labview based advanced instrumentation systems.  
1ª. Ed. Alemania: Editorial Springer, 2007.
6. Travis, Jeffrey y Kring, Jim. Labview for everyone.  
3ª ed. Estados Unidos de América: Prentice Hall, 2007.
7. Mihura, Bruce. Labview for data acquisition.  
1ª. ed. Estados Unidos de Norte América: Editorial Prentice Hall. 2001.
8. Chapman, Stephen J. Maquinas eléctricas.  
3ª. ed. Colombia: Editorial McGraw-Hill Interamericana, S.A., 2000.
9. Revista Club Saber Electrónica. Curso de autómatas programables y PLC.  
Edición  
especial (No. De colección 18). México: Editorial Quark, 2006.
10. [www.elprisma.com](http://www.elprisma.com), octubre 2009.
11. <http://www.bee-india.nic.in/GuideBooks/3Ch5.pdf>, octubre 2009.
12. [www.monografias.com](http://www.monografias.com), octubre 2009.
13. [www.ni.com](http://www.ni.com), octubre 2009.