



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL
FACULTAD DE INGENIERÍA EN ELECTRICIDAD Y COMPUTACIÓN

TESIS DE GRADO:

***Diseño e Implementación de un Controlador Para la
Recarga de una Batería de un Vehículo Híbrido
Aplicando Técnicas de Control Continuo.***

PREVIA A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE:

MAGISTER EN AUTOMATIZACION Y CONTROL INDUSTRIAL
PRESENTADA POR:

EFRÉN ESTEBAN FERNÁNDEZ PALOMEQUE.

GUAYAQUIL – ECUADOR
2009

AGRADECIMIENTO

Ante todo a Dios, a la ESPOL y a sus directivos por abrirme sus puertas para adquirir estos nuevos conocimientos. A las autoridades de la FIEC en especial al Msc. César Martín por su apoyo incondicional durante el desarrollo de este trabajo. A todas las personas que de una u otra manera contribuyeron con este proyecto con el aporte de información y ayuda a través de libros, revistas, publicaciones y talleres.

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mis Padres Efrén Gustavo y Fanny Cecilia por su apoyo y esfuerzo incondicional para que pueda culminar con éxito esta nueva etapa de mi vida, a mi esposa y compañera Miniam Elizabeth por su comprensión, cariño y ayuda permanente durante el desarrollo de la Maestría y a mi hermano Pablo Andrés que estoy seguro superará con creces el ejemplo de mi persona.

DECLARACIÓN EXPRESA

"La responsabilidad del contenido de este trabajo, me corresponde exclusivamente; y el patrimonio intelectual del mismo a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de exámenes y títulos profesionales de la ESPOL)

EFRÉN ESTEBAN FERNÁNDEZ PALOMEQUE.

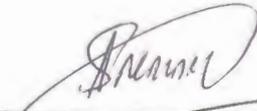
TRIBUNAL DE GRADUACIÓN



Ing. Jorge Aragundi
Presidente



Msc. César Martín
DIRECTOR



Msc. Carlos Salazar.
VOCAL PRINCIPAL

RESUMEN

Mediante la utilización de control automático se han llegado a dar soluciones muy importantes dentro los automóviles sobretodo en los de última generación los híbridos y los eléctricos.

En este proyecto se tratará esencialmente una aplicación de Control Automático, en donde se implementará un control PID digital para acoplarlo a un prototipo que me simula el sistema de un vehículo híbrido en situación de frenado regenerativo. El prototipo involucra un motor de 24 Vdc con sus respectivos sensores infrarrojos que me indican la posición y desplazamiento.

El controlador PID es implementado en un dsPic previamente con una programación estructurada en Microbasic en donde involucra a la identificación del sistema con datos reales medidos en lazo abierto hasta la obtención de la función de transferencia con la ayuda de herramientas de Matlab, que junto con un interfaz gráfico elaborado en labview me permite interactuar con el sistema y ver su comportamiento en tiempo real.

INDICE DE GENERAL

Índice General

Índice de Tablas

Índice de Graficas

Introducción

CAPÍTULO I: Introducción al Estudio	23
1. Motivación y Objetivos.....	26
1.1 Motivación.....	26
1.2 Objetivos.....	26
1.3 Descripción General del Proyecto.....	26
1.3.1. Componentes del Proyecto.....	27
1.3.2. Software a utilizar en el Proyecto.....	29
1.4 Marco de Referencia.....	30
1.4.1. Funcionamiento del Vehículo Híbrido.....	34
1.4.2. Clasificación por configuración de un Vehículo Híbrido	35
1.4.2.1 Híbridos en Configuración en Serie.....	35
1.4.2.2 Híbridos en Configuración en Paralelo...	37
1.4.2.3 Híbridos Configuración Mixta.....	38
1.4.3. Elementos de un Vehículo Híbrido.....	41
1.4.3.1 Motores de Corriente Alterna Trifásico....	43



1.4.3.2 Motores de Corriente Continua.....	47
1.4.3.3 Motores Dc sin Escobillas.....	49
1.4.3.4 El Frenado Regenerativo.....	52
1.4.4. Las Baterías.....	54
1.4.5. Sistema Inversor.....	55
1.4.6. Condiciones de Funcionamiento del Vehículo..	56
1.5 Estudio del Arte.....	60
CAPÍTULO 2: El Modelado del Sistema.	65
2.1 Modelo de un Sistema.....	65
2.2 Tipos de Modelo.....	66
2.3 Métodos de Obtención de Modelos.....	68
2.4 Modos de Operación de un Motor.....	70
2.4.1 Modo de Operación como Motor.....	70
2.4.2 Modo de Operación como Generador.....	72
2.5 Modelos Matemáticos para Motores Dc.....	74
2.5.1 Control Clásico.....	74
2.5.2 Aplicación de Control Clásico.....	77
2.5.3 Control Inteligente.....	82
2.5.4 Control Difuso.....	84
2.5.5 Procedimiento para el Diseño de un Controlador Difuso.....	91

2.5.6 Identificación de Sistemas.....	96
2.5.6.1 El Proceso de Identificación.....	96
2.5.6.2 Métodos de Identificación.....	99
2.5.6.3 Técnicas de Identificación	
Paramétricas.....	100
2.5.6.4 Identificación no Paramétrica en el Dominio	
del Tiempo.....	102
2.5.6.5 Identificación no Paramétrica en el Dominio	
de la Frecuencia.....	104
2.5.6.6 Técnicas de Identificación no	
Paramétricas.....	105
2.5.6.7 Tipos de Modelos Paramétricos.....	106
2.5.6.8 Métodos para el Ajuste de Parámetros..	110
2.5.6.9 Consideraciones Prácticas sobre	
Identificación.....	113
2.5.6.10 Pretratamiento de Datos.....	117
2.5.6.11 Conversión de Modelos no	
Paramétricos a Paramétricos.....	119
2.5.6.12 Validación del Modelo.....	121
2.5.6.13 Identificación Recursiva.....	123
2.5.7 Control Digital.....	125
2.5.7.1 Características del Control Digital.....	126
2.5.7.2 Dependencias del Tiempo.....	127
2.5.7.3 Armónicas Superiores.....	129
2.5.7.4 Control Proporcional Integral	
Derivativo.....	129

**CAPITULO 3: Diseño e Implementación del Controlador
Para la Recarga de la Batería**

Durante la Frase de Frenado	134
<i>3.1 Especificaciones Técnicas del Sistema a Controlarse</i>	135
<i>3.2 Etapa de Identificación</i>	138
<i>3.2.1 Interfaz Gráfica de Usuario Guide de Matlab</i>	139
<i>3.3 Identification Toolbox de Matlab</i>	145
<i>3.3.1 Proceso de Identificación del Sistema a Controlar</i>	148
<i>3.4 Sisotools de Matlab</i>	153
<i>3.4.1 Desarrollo en Sisotools del Sistema a Controlar</i> ...	155
<i>3.4.2 Desarrollo de Pruebas del Sistema en Simulink</i> ...	161
<i>3.5 Etapa de Transmisión y Adquisición de Datos</i>	163
<i>3.5.1 Desarrollo del Puerto Serial Virtual</i>	163
<i>3.5.2 Estructura y Características del Pic 18F2550</i>	165
<i>3.5.3 Modulación por Frecuencia (FSK)</i>	167
<i>3.5.4 Transmisión y Recepción por FSK</i>	168
<i>3.5.5 Módulos de Transmisión HTMR915</i>	171
<i>3.5.6 Enlace del Pic 18F2550 con los Módulos de Transmisión FSK</i>	175

3.5.7	<i>Comunicación Serial en Labview.....</i>	176
3.6	<i>Etapa del Controlador.....</i>	183
3.6.1	<i>Desarrollo del Controlador.....</i>	184
3.6.2	<i>Diseño del Controlador en Microbasic.....</i>	185
3.6.3	<i>Diseño de Pruebas del Controlador.....</i>	192
3.7	<i>Etapa del Diseño Electrónico.....</i>	196
3.4.7.1	<i>Diseño del Puente H.....</i>	197
3.4.7.2	<i>Diseño de la Etapa de Recarga del Grupo de Baterías.....</i>	199
3.4.7.3	<i>Diseño del Circuito de los Sensores Infrarrojos.....</i>	200
3.4.7.4	<i>Diseño del Circuito para el Pic 18F4550.....</i>	201
3.4.7.5	<i>Circuito Controlador con el dsPic 30F4011.....</i>	202

CAPITULO 4: Construcción del Simulador Prototipo

Electrónico Dc/Dc de un Vehículo

Híbrido

4.1	<i>Elementos del Prototipo.....</i>	204
4.2	<i>Diseño y Construcción del la Base de Soporte para el Motor y Sensores.....</i>	205
4.3	<i>Diseño y Construcción del Disco Plástico para el Encoder.....</i>	209
4.4	<i>Diseño del Circuito Impreso para el Controlador.....</i>	210

4.5 Diseño del Circuito Impreso para el Control del Puente H.....	211
4.6 Diseño del Circuito Impreso para Sensores Infrarrojos.....	212
4.7 Diseño de Pruebas	213

**CAPÍTULO 5: Puesta en Marcha del sistema, desarrollo,
diseño de pruebas y análisis de resultados. 214**

5.1 Construcción y Puesta en Marcha del sistema.....	214
5.2 Pruebas.....	215
5.3 Análisis de los Resultados.....	219

CONCLUSIONES..... 222

RECOMENDACIONES..... 225

ANEXOS.....

BIBLIOGRAFÍA.....

ABREVIATURAS

AC	<i>Corriente Alterna</i>
DC	<i>Corriente directa.</i>
dsPIC	<i>Microcontrolador de Microchip con soporte para Procesamiento de señales</i>
ECU HV	<i>Unidad de Electrónica de Control Híbrida</i>
FSK	<i>Frequency shift keying Modulación por desplazamiento de frecuencia.</i>
IGBT	<i>Transistor bipolar de puerta aislada.</i>
MHz	<i>Mega Hertz</i>
MG1	<i>Motor Generador 1</i>
MG2	<i>Motor Generador 2</i>
PWM	<i>Modulación de ancho de pulso</i>
PID	<i>Proporcional Integral Derivativo</i>
PZEV	<i>Emisiones cero de forma parcial.</i>
RPM	<i>Revoluciones por minuto.</i>
USB.	<i>Universal Serial Bus</i>
VH	<i>Vehículo Híbrido.</i>

INDICE DE IMÁGENES

<i>Figura 1.1 Motor de Corriente Continua.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 1.2 Módulos de Transmisión FSK.....</i>	<i>29</i>
<i>Figura 1.3 Diagrama de Bloques del Diseño.....</i>	<i>30</i>
<i>Figura 1.4 Configuración Serie.....</i>	<i>36</i>
<i>Figura 1.5 Configuración Paralelo.....</i>	<i>38</i>
<i>Figura 1.6 Configuración Mixta.....</i>	<i>40</i>
<i>Figura 1.7 Componentes Del Vehículo Híbrido.....</i>	<i>41</i>
<i>Figura 1.8 Circuito Equivalente del Motor Asíncrono Incluyendo perdidas Mecánicas.....</i>	<i>46</i>
<i>Figura 1.9 Partes de un Motor de Corriente Continua.....</i>	<i>47</i>
<i>Figura 1.10 Despiece de un Motor Dc con Escobillas.....</i>	<i>49</i>
<i>Figura 1.11 Conjunto de Sensores con Foto-Transistores en Motores Dc.....</i>	<i>51</i>
<i>Figura 1.12 Comparativa de Rendimiento de los Motores eléctricos en Vehículos Eléctricos.....</i>	<i>52</i>
<i>Figura 1.13 Cuadrantes de Funcionamiento de un Motor Dc.....</i>	<i>53</i>
<i>Figura 1.14 Sistema Inversor.....</i>	<i>56</i>
<i>Figura 1.15 Proyecto Hybrid Electric School Bus.....</i>	<i>62</i>
<i>Figura 2.1 Modo de Operación Motor.....</i>	<i>71</i>



<i>Figura 2.2 Modo de Operación Generador.....</i>	<i>73</i>
<i>Figura 2.3 Dinámica de un Sistema.....</i>	<i>75</i>
<i>Figura 2.4 Diagrama de un Sistema Dinámico.....</i>	<i>76</i>
<i>Figura 2.5 Esquema de un Sistema Retroalimentado de Control.....</i>	<i>77</i>
<i>Figura 2.6 Circuito Equivalente del Motor de Corriente Continua.....</i>	<i>78</i>
<i>Figura 2.7 Esquema de un Control Difuso con Retroalimentación.....</i>	<i>85</i>
<i>Figura 2.8 Conjuntos Clásicos y Difusos.....</i>	<i>87</i>
<i>Figura 2.9 Funciones de Membresía, triangular, gaussiana, monotónica, trapezoidal.....</i>	<i>91</i>
<i>Figura 2.10 Funciones de Membresía definidas para las señales de Entrada del Controlador Difuso.....</i>	<i>92</i>
<i>Figura 2.11 Funciones de Membresía "Crips" para la Salida.....</i>	<i>93</i>
<i>Figura 2.12 Proceso de Identificación.....</i>	<i>98</i>
<i>Figura 2.13 Señales de Interés para el Modelado no Paramétrico.....</i>	<i>101</i>
<i>Figura 2.14 Diagramas de Bloques de las Diferentes Estructuras.....</i>	<i>109</i>
<i>Figura 2.15 Señal Binaria Aleatoria.....</i>	<i>116</i>
<i>Figura 2.16 Estructura de un Lazo de Control Digital.....</i>	<i>127</i>
<i>Figura 2.17 Respuesta al Escalón de un Regulador de Primer Orden.....</i>	<i>128</i>

<i>Figura 2.18 Sistema de Primero Orden con Entrada Senoidal.....</i>	129
<i>Figura 2.19 Estructura de un Controlador PID Digital.....</i>	130
<i>Figura 3.1 Sistema del Motor Encoder.....</i>	136
<i>Figura 3.2 Representación Gráfica del Encoder.....</i>	137
<i>Figura 3.3 Etapas para el Diseño del Controlador.....</i>	137
<i>Figura 3.4 Diagrama de Bloques de la Etapa de Identificación.....</i>	138
<i>Figura 3.5 Icono del GUIDE.....</i>	139
<i>Figura 3.6 Pantalla Diseñada en GUIDE.....</i>	140
<i>Figura 3.7 Diagrama de Flujo de la Programación de los Botones.....</i>	142
<i>Figura 3.8 Líneas de Código propias de Matlab.....</i>	143
<i>Figura 3.9 Desarrollo de la Aplicación GUI en .m.....</i>	144
<i>Figura 3.10 Obtención de los Datos en Lazo Abierto.....</i>	145
<i>Figura 3.11 Ventana Principal de la Interfaz Usuario Ident.....</i>	146
<i>Figura 3.12 Vista de todas las Funciones Principales de la ventana GUI.....</i>	148
<i>Figura 3.13 Función para Enviar las Variables al Workspace.....</i>	149
<i>Figura 3.14 Variables Entrada Salida en el Ident.....</i>	149
<i>Figura 3.15 Variables de Entrada y Salida.....</i>	150

<i>Figura 3.16 Selección de Datos para la Validación.....</i>	<i>151</i>
<i>Figura 3.17 Process Models Datos para la Estimación del Modelo.....</i>	<i>152</i>
<i>Figura 3.18 Validación del Modelo.....</i>	<i>152</i>
<i>Figura 3.19 Ventanas de Sisotools de Matlab.....</i>	<i>154</i>
<i>Figura 3.20 Trayectoria de la Raíces y Magnitud de Fase.....</i>	<i>155</i>
<i>Figura 3.21 Respuesta al Paso Escalón.....</i>	<i>156</i>
<i>Figura 3.22 Lugar de Raíces.....</i>	<i>157</i>
<i>Figura 3.23 Selección del Nuevo Tiempo de Estabilización y Overshoot.....</i>	<i>158</i>
<i>Figura 3.24 Lugar de Raíces con Condiciones de Estabilidad y Overshoot.....</i>	<i>159</i>
<i>Figura 3.25 Función de Transferencia del Controlador.....</i>	<i>160</i>
<i>Figura 3.26 Obtención de la Función de Transferencia del Controlador en Matlab.....</i>	<i>160</i>
<i>Figura 3.27 Desarrollo en Simulink.....</i>	<i>162</i>
<i>Figura 3.28 Respuesta de la Planta con el Controlador Pid.....</i>	<i>162</i>
<i>Figura 3.29 Diagrama de Flujo del Puerto Serial Virtual.....</i>	<i>164</i>
<i>Figura 3.30 Programación en Pic Basic Pro del Puerto Serial.....</i>	<i>165</i>
<i>Figura 3.31 Descripción y Forma del Pic 18F2550.....</i>	<i>166</i>

<i>Figura 3.32 Modulación FSK.....</i>	<i>168</i>
<i>Figura 3.33 Transmisión por FSK.....</i>	<i>168</i>
<i>Figura 3.34 Transmisor FSK Binario.....</i>	<i>169</i>
<i>Figura 3.35 Circuito de Fase Cerrada PLL.....</i>	<i>170</i>
<i>Figura 3.36 Representación de las Salida en la Demodulación.....</i>	<i>170</i>
<i>Figura 3.37 Módulo HM-TR915-232 /TTL con Antena de 902/908 Mhz.....</i>	<i>171</i>
<i>Figura 3.38 Transceiver TTL-232.....</i>	<i>171</i>
<i>Figura 3.39 Radio RFM-12.....</i>	<i>172</i>
<i>Figura 3.40. Distribución de pines del HM-TR915- 232/TTL.....</i>	<i>173</i>
<i>Figura 3.41 Hardware del Puerto Serial Virtual y el Módulo HTMR915.....</i>	<i>174</i>
<i>Figura 3.42 Control de Recursos Visa.....</i>	<i>176</i>
<i>Figura 3.43 Configuración del Puerto Serial por Visa.....</i>	<i>177</i>
<i>Figura 3.44 Pantalla de Labview.....</i>	<i>178</i>
<i>Figura 3.45 Programación Inicial del Sistema en Labview.....</i>	<i>179</i>
<i>Figura 3.46 Programación del Sistema en Labview.....</i>	<i>181</i>
<i>Figura 3.47 Programación para Cerrar el Puerto de Comunicación.....</i>	<i>182</i>
<i>Figura 3.48 Descripción de Pines y Forma del dsPic30F4011.....</i>	<i>183</i>

<i>Figura 3.49 IDE de Microbasic.....</i>	<i>185</i>
<i>Figura 3.50 Diagrama de Flujo para la Programación del controlador en Microbasic.....</i>	<i>187</i>
<i>Figura 3.51 Programación del Controlador PID digital en Microbasic.....</i>	<i>188</i>
<i>Figura 3.52 Limitación de los Pulsos PWM en Microbasic.....</i>	<i>189</i>
<i>Figura 3.53 Control del Giro del Motor en Microbasic...</i>	<i>190</i>
<i>Figura 3.54 Circuito del dsPic 30F4011.....</i>	<i>191</i>
<i>Figura 3.55 Sistema sin Controlador PID.....</i>	<i>192</i>
<i>Figura 3.56 Sistema con Perturbación.....</i>	<i>193</i>
<i>Figura 3.57 Sistema con Controlador PID.....</i>	<i>194</i>
<i>Figura 3.58 Sistema con Señal de Pulsos Controlados.....</i>	<i>195</i>
<i>Figura 3.59 Circuito del Puente H con Mosfets.....</i>	<i>197</i>
<i>Figura 3.60 Circuito Elaborado con Proteus para el Puente H.....</i>	<i>198</i>
<i>Figura 3.61 Circuito de Alimentación a la Batería.....</i>	<i>199</i>
<i>Figura 3.62 Circuito de los Sensores Infrarrojos.....</i>	<i>200</i>
<i>Figura 3.63 Circuito del Pic 18F2550.....</i>	<i>201</i>
<i>Figura 3.64 Circuito del Controlador para el dsPic 30F4011.....</i>	<i>202</i>
<i>Figura 4.1 Base de Madera para el Motor.....</i>	<i>204</i>
<i>Figura 4.2 Forma de las Paredes Principales.....</i>	<i>205</i>

<i>Figura 4.3 Tamaño y Forma de la Pared Lateral Izquierda.....</i>	<i>205</i>
<i>Figura 4.4 Vista desde la Parte Superior de la Base.....</i>	<i>206</i>
<i>Figura 4.5 Sistema Completo.....</i>	<i>207</i>
<i>Figura 4.6 Forma y Ubicación de las Abrazaderas.....</i>	<i>207</i>
<i>Figura 4.7 Forma y Tamaño del Disco de Plástico.....</i>	<i>208</i>
<i>Figura 4.8 Forma Gráfica del Encoder.....</i>	<i>209</i>
<i>Figura 4.9 Circuito Impreso del Encoder.....</i>	<i>210</i>
<i>Figura 4.10 Circuito Impreso del Puente H.....</i>	<i>211</i>
<i>Figura 4.11 Circuito Impreso para los Sensores Infrarrojos.....</i>	<i>212</i>
<i>Figura 5.1 Interconexión de las Etapas.....</i>	<i>213</i>
<i>Figura 5.2 Conexión del Motor DC.....</i>	<i>214</i>
<i>Figura 5.3 Prueba del Encoder.....</i>	<i>215</i>
<i>Figura 5.4 Datos de Entrada y Salida de la Identificación.....</i>	<i>215</i>
<i>Figura 5.5 Controlador con Valores Encontrados.....</i>	<i>216</i>
<i>Figura 5.6 Controlador con datos aleatorios.....</i>	<i>217</i>
<i>Figura 5.7 Controlador con Perturbación.....</i>	<i>218</i>
<i>Figura 5.8 Datos de Identificación.....</i>	<i>219</i>
<i>Figura 5.9 Medición de Pulsos de PWM.....</i>	<i>219</i>
<i>Figura 5.10 Nivel de voltaje durante el frenado regenerativo.....</i>	<i>220</i>

INDICE DE TABLAS

<i>Tabla 1.1. Síntesis de datos de algunas Baterías.....</i>	<i>54</i>
<i>Tabla 1.2. Condiciones de Funcionamiento VH.....</i>	<i>59</i>
<i>Tabla 2.1 Estructuras de modelos paramétricos.....</i>	<i>108</i>
<i>Tabla 3.1 Características principales del Pic 18F2550</i>	<i>166</i>
<i>Tabla 3.2 Características del dsPic 30F4011.....</i>	<i>184</i>
<i>Tabla 3.3 Datos del Motor Dc de 24 Voltios.....</i>	<i>196</i>



INTRODUCCIÓN

En el capítulo

En este trabajo se presenta el diseño y construcción de un prototipo de un vehículo híbrido durante la fase de frenado regenerativo, al cual se acopla un controlador digital que me permite manipular y controlar la recarga de una batería, simulando al sistema real.

En el capítulo uno se hace una descripción general de la motivación y descripción del proyecto, además se presenta un diagrama en un marco de referencia de los sistemas que componen el vehículo híbrido y se hace relación al estado del arte de los sistemas híbridos.

En el capítulo dos se da a conocer los diferentes modelos existentes, luego se realiza una descripción general del modo de operación que tiene un motor DC para posteriormente realizar una descripción general de los tipos de controles y técnicas (clásico, inteligente, identificación de sistemas y digital) que podrían ser utilizados para controlar la planta (motor).

En el capítulo tres se analiza el diseño e implementación del control para el motor durante la situación de frenado regenerativo, y se presentan todas las especificaciones técnicas del sistema.

En el capítulo cuatro se detalla la construcción del prototipo al cuál se impondrá el controlador diseñado con anterioridad con el fin de poder comprobar la eficiencia del mismo y se hace una descripción de los materiales usados para la construcción del sistema.

CAPÍTULO I

Introducción al estudio.

Debido a la necesidad de reducción de emisiones contaminantes por parte de los vehículos y a los elevados costos que los combustibles convencionales han logrado alcanzar en los últimos tiempos se han comenzado a implementar desde hace varios años en los diferentes países tecnología alternativas, que permitan mejorar las condiciones de propulsión del vehículo reduciendo los contaminantes.

Dentro de las más novedosas tecnologías se encuentra la de los vehículos híbridos (VH), las cuales logran establecer cifras muy importantes de reducción de emisiones colocando esta tecnología en el nivel PZEV (Emisión Cero de forma parcial). Esto quiere decir que el vehículo por momentos genera emisiones cero, un logro muy importante puesto que en el momento que esta tecnología este de forma masiva existirá momentos de operación de los vehículos en los cuales no generan emisiones y esto reduce de forma importante los niveles de contaminación.

Los vehículos híbridos al empezar su desarrollo en el año de 1992 iniciaron una gran competencia con los vehículos de combustión interna, siendo la Toyota la primera empresa que lanzó al mercado en 1996 su modelo Prius, y que en la actualidad constituye uno de los modelos más vendidos en el mundo.

Estos constituyen un avance tecnológico en la industria automotriz, al poseer modernos sistemas de confort, regeneración de energía, seguridad y sobretodo reducción de emisiones contaminantes, cuentan con elementos de control adecuados para el desempeño óptimo del vehículo.

“La base importante de un VH está dada por un motor de combustión interna que trabaja de forma alternada con un motor eléctrico, este motor puede ser también generador en algunas condiciones y todo el sistema utiliza una batería de alto voltaje para almacenar carga eléctrica. Esta tecnología es bastante avanzada y permite utilizar por ejemplo la cinética del frenado para convertir al motor en generador y restablecer la carga de la batería de alta tensión. Lógicamente todo este evento se logra por la electrónica incorporada en cada unidad de control del sistema”¹.

En el diseño de un automóvil híbrido, el motor térmico es la fuente de energía que se utiliza como última opción, y se dispone un sistema electrónico para determinar qué motor usar y cuándo hacerlo.

“En el caso de híbridos gasolina-eléctricos, cuando el motor de combustión interna funciona, lo hace con su máxima eficiencia. Si se genera más energía de la necesaria, el motor eléctrico se usa como generador y carga la batería del sistema. En otras situaciones, funciona sólo el motor eléctrico, alimentándose de la energía guardada en la batería”¹.

En algunos es posible recuperar la energía cinética al frenar, que suele disiparse en forma de calor en los frenos, convirtiéndola en energía eléctrica. Este tipo de frenos se suele llamar "regenerativos".

La combinación de un motor de combustión operando siempre a su máxima eficiencia, y la recuperación de energía del frenado (útil especialmente en la ciudad), hace que estos vehículos alcancen mejores rendimientos que los vehículos convencionales.

Lo que se propone en este trabajo en primera instancia es elaborar un controlador que me permita manipular la recarga de energía, y tratar de mejorarla si es posible en el instante del freno regenerativo, el diseño y simulación del mismo lo implementaremos en matlab y simulink. Para la segunda parte del trabajo se construirá un prototipo pequeño al que se

acoplará a la primera etapa y que está compuesto de un motor DC de 24v que trabajará como motor y generador, un generador de PWM (modulación de ancho de pulsos), sensores de velocidad y corriente, tarjeta de adquisición de datos, etc.

1. MOTIVACIÓN Y OBJETIVOS.

1.1 Motivación.

La motivación por este trabajo es la obtención del título de Máster en Control Industrial y Automatización.

1.2 Objetivos.

- El objetivo principal es el estudio, modelación e implementación de un controlador, utilizando técnicas en tiempo continuo para la recarga de la batería de un vehículo híbrido (VH).
- Se desarrollará un pequeño prototipo simulador que permitirá ver el comportamiento y manipulación de la recarga de la batería.

1.3 Descripción general del proyecto.

El proyecto consta de varios elementos y fases para su correcto funcionamiento a continuación se realiza una descripción general de los componentes que conforman el mismo y la utilización de recursos para desarrollar las diferentes partes que conforman este trabajo.

1.3.1 Componentes del proyecto.

El sistema consta de varios elementos que se describen a continuación:

- Motor eléctrico de 24v Dc 2000 rpm 2 A marca Toshiba (Planta).
- Sensores del tipo infrarrojo.
- Computador de interface de usuario y sistema de control.
- Sistema electrónico de modulación de ancho de pulso 4 cuadrantes (PWM) y puente "H".
- Pic 18F2550.
- dsPIC30F4011.
- Módulo de transmisión FSK transmisor y receptor.

La planta está constituida por un motor Dc de 24 v modelo Toshiba 12ER30011 figura 1.1 con dos sensores infrarrojos que me indican posición y desplazamiento, el mismo que llega a simular al motor trifásico que es el que realmente se encuentra presente en un VH, a este dispositivo se lo hará funcionar como un motor en ciertos instantes y como generador en los momentos que produzca una disminución de la velocidad (frenado).



Figura 1.1. Motor de Corriente Continua

La computadora de interface que se utiliza será una Dell xps m1330 con comunicación USB la misma que me permitirá dar las condiciones de entrada con la ayuda de Labview.

Un puerto virtual serial programado en Pic c con la ayuda de un Pic 18f2550 el cual me controla un módulo de transmisión FSK figura 1.2 (transmisor y receptor) el mismo que se encargará de recopilar datos para realizar la identificación del sistema y posteriormente con la ayuda de un dsPIC30f4011 realizar un control PID digital quien se encargará de manipular al motor en su etapa de frenado regenerativo.

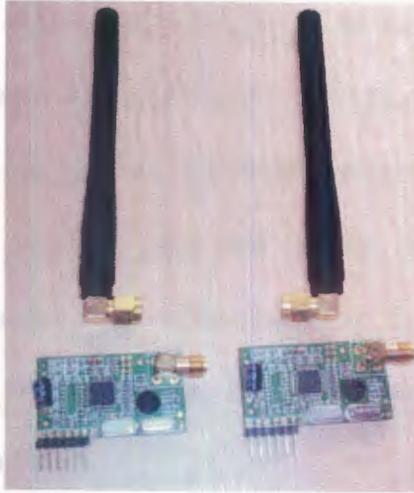


Figura 1.2 Módulos de transmisión FSK.

La parte electrónica a implementarla será un generador de PWM que se lo programará en mismo dsPIC30F4011 y cuyas señales alimentarán a un puente H elaborado con transistores de potencia tipo mosfets IRF540N, todo este conjunto será diseñado y elaborado conforme se vaya avanzando con el estudio.

1.3.2 Software a utilizar en el proyecto.

- Matlab.
- Microbasic para DsPics.
- Pic c.
- Labview.
- Proteus

En la figura 1.3 se puede apreciar un diagrama de bloques completo y detallado de todo el estudio a desarrollar, es muy importante

manifestar que en el prototipo a construir no se utilizan los elementos reales que interviene en el sistema de recarga del vehículo híbrido ya que los costos de los mismos son muy elevados sobre todo el del la batería y el motor trifásico, pero nos hemos adecuado para hacerlo con materiales mucho más económicos y que se encuentran en nuestro mercado local y que al final nos darán las mismas conclusiones y resultados.

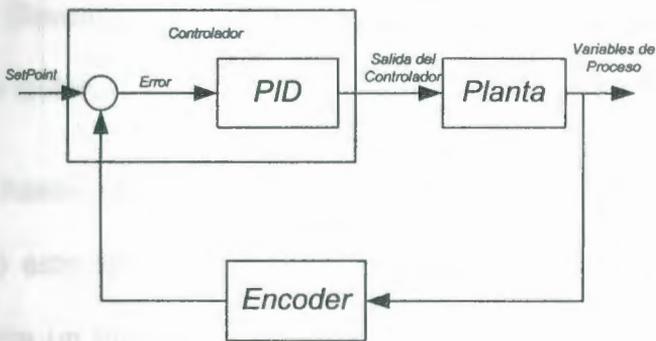


Figura 1.3. Diagrama de bloques del diseño

1.4 Marco de referencia

“El desarrollo de vehículos híbridos no es tan reciente como pueda parecer. Ya a finales del siglo XIX, durante los primeros pasos de la entonces recién nacida y titubeante industria automovilística, se comenzaron a desarrollar los primeros vehículos híbridos. En aquellos tiempos, la motivación principal era la de dotar a los posibles clientes de vehículos que se moviesen con una energía fácilmente accesible.

El petróleo escaseaba, no por falta del mismo, sino por el limitado desarrollo entonces de las técnicas para su extracción y posterior transformación”².

“En 1831 Joseph Henry construye el primer motor eléctrico. El primer prototipo de auto eléctrico no tardó en aparecer y en 1835 un profesor holandés llamado Sibrandus Stratingh elaboró el primer diseño, el cual fue construido por Christopher Becker, su asistente. Luego en 1842, Thomas Davenport y Robert Davison elaboran un modelo más práctico y exitoso”³

“No fue hasta 1895 que Estados Unidos empezó a considerar el desarrollo este tipo de vehículos, después que en 1891 A. L. Ryker construyera un triciclo eléctrico. Luego de ellos la primera aplicación comercial a gran escala, cuando en 1987 se estableció una compañía de taxis eléctricos en Nueva York”⁴.

“De hecho, el petróleo no se constituye en la principal fuente de energía hasta iniciado ya el siglo XX, cuando su extracción se hace intensiva y, gracias a ello, desciende su precio. La industria de automoción se centra así en el desarrollo de motores alimentados con productos derivados del petróleo, gasolina y gasóleo

² www.about.com/historyvehicleshibrid%g4

³ www.about.com/historyvehicleshibrid%g4

fundamentalmente, perdiendo importancia la investigación en alternativas tales como los vehículos de propulsión eléctrica”⁵.

“Todo transcurrió sin grandes sobresaltos hasta que aparecieron las primeras señales de alarma. A mediados de la década de los 70 la duración de las reservas de petróleo se calculó por primera vez y se estableció en unos 50 años, bajo la hipótesis de que se mantendría el consumo de la época. Los fabricantes de vehículos reaccionaron y se empezaron a interesar de manera generalizada en sustituir las motorizaciones basadas en motores de combustión interna y el consumo de hidrocarburos por otras nuevas soluciones como motores alimentados con biocombustibles, alcoholes, hidrógeno, etc.”⁴

“En esas épocas se inventan los transistores de potencia y los GTO, dando paso al desarrollo de inversores, elementos capaces de alimentar los motores de corriente alterna desde una fuente de corriente continua, permitiendo así un control más fino de su velocidad. Un desarrollo posterior fue la invención de los IGBT y de los motores de imanes permanentes, todos estos factores contribuyeron y facilitaron el desarrollo de este tipo de vehículos”⁵.

⁴ Tecnologías de Propulsión Híbridas FITSA

⁵ Revista Renovación Tecnológica México.

“A principios de la década de los 90 cuando aparece una nueva preocupación: la del impacto ecológico que el uso del petróleo, como fuente principal de energía, está causando en el planeta Tierra y las posibles consecuencias futuras que de su uso podrían derivarse”⁶.

“A finales de la década de los ochenta un científico de la NASA, James Hansen, postuló que existía una relación causa-efecto entre el aumento de la temperatura de la Tierra y la emisión de ciertos gases a la atmósfera procedentes de la actividad humana. Uno de los focos principales de esta emisión era, y lo sigue siendo, el automóvil”⁶.

“Así, y tras casi una década de especulaciones acerca de esa influencia, finalmente en 1997 se celebró en la ciudad de Kioto la cumbre que redactó el documento clave para comenzar a reducir las emisiones de gases de efecto invernadero a la atmósfera: el Protocolo o Acuerdo de Kioto”⁶.

“A partir de aquí la industria automovilística se ha preocupado de desarrollar vehículos cada vez más eficientes y se ha adelantado en muchos casos a las administraciones públicas a la hora de imponerse a sí misma reducciones en las emisiones de sus vehículos y en el consumo de los mismos”⁷.

En este contexto, el desarrollo de vehículos híbridos ha tenido un caldo de cultivo favorable. Por una parte la necesidad, autoimpuesta en muchos casos o marcada por la normativa en otros, de construir vehículos cada vez más respetuosos con el medioambiente ha impulsado el desarrollo de soluciones innovadoras y eficaces para reducir el uso de fuentes de energía no renovables y, a menudo, contaminantes.

1.4.1 Funcionamiento de un Vehículo Híbrido.

El funcionamiento de un vehículo híbrido se basa en la combinación de dos tipos de motores, uno eléctrico y otro convencional o de combustión interna, a través de un sofisticado sistema de control electrónico híbrido y de un paquete de baterías.

En general, un vehículo híbrido funciona como uno convencional al que se le ha unido un motor eléctrico cuya misión es bien ayudar al motor de combustión cuando se precise una mayor potencia o bien impulsar él solo al vehículo, con el motor de combustión desconectado, cuando la potencia requerida sea pequeña, por ejemplo en condiciones favorables de conducción.

1.4.2 Clasificación por configuración de VH.

Los VH se clasifican en tres tipos atendiendo al modo o configuración en que se conectan ambos motores: híbridos en serie, híbridos en paralelos e híbridos mixtos.⁷

1.4.2.1 Híbridos en configuración Serie.

En los híbridos en serie el vehículo es impulsado enteramente por el motor eléctrico gracias a la electricidad suministrada por el motor de combustión, el cual arrastra a su vez un generador eléctrico. La batería actúa por lo tanto como acumulador de la electricidad (energía) sobrante y, cuando está cargada, permite la desconexión temporal del motor de combustión, de forma que el vehículo puede impulsarse momentáneamente de manera totalmente eléctrica.

Los flujos energéticos característicos de la configuración en serie son los siguientes:

- a) El motor de combustión, a través del generador, puede alimentar al motor eléctrico y también cargar la batería.
- b) La batería puede alimentar al motor eléctrico pero también, gracias a la capacidad de éste de actuar como freno regenerativo, el motor eléctrico puede, a su vez, recargar la

⁷ Manual de Cise Electronics Introducción a los Vehículos Híbridos.

batería. El frenado regenerativo consiste en decelerar el vehículo no del modo convencional basado en el rozamiento de las pastillas contra los discos de freno, sino invirtiendo el funcionamiento del motor eléctrico y haciéndolo funcionar como un generador de electricidad. Una analogía puede servir para explicar el concepto de freno regenerativo: del mismo modo que un ventilador emplea electricidad para hacer girar sus aspas mientras que un aerogenerador utiliza el viento para obtener electricidad, un motor eléctrico en un automóvil puede emplear electricidad para impulsarlo o bien utilizar dicho impulso para generar electricidad.

El esquema de un vehículo híbrido serie es mostrado en la figura 1.4.

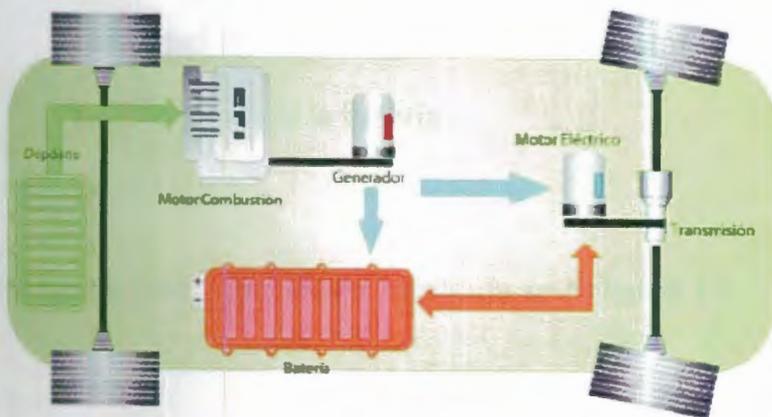


Figura 1.4 Configuración serie.

1.4.2.2 Híbrido configuración en paralelo.

En los híbridos con configuración paralela tanto el motor de combustión como el motor eléctrico trabajan simultáneamente para impulsar las ruedas del vehículo. El sistema de tracción no es excesivamente complejo mecánicamente en esta arquitectura, puesto que el motor eléctrico simplemente trabaja en paralelo con el motor de combustión.

Los flujos energéticos característicos de la configuración en serie son los siguientes:

- a) El motor de combustión, a través del motor eléctrico, puede también impulsar al vehículo y, también, cargar la batería funcionando éste último como un alternador.
- b) La batería puede alimentar al motor eléctrico y, gracias a la capacidad del freno regenerativo, el motor eléctrico puede también recargar la batería.

La configuración en paralelo es mostrada en la figura 1.5.



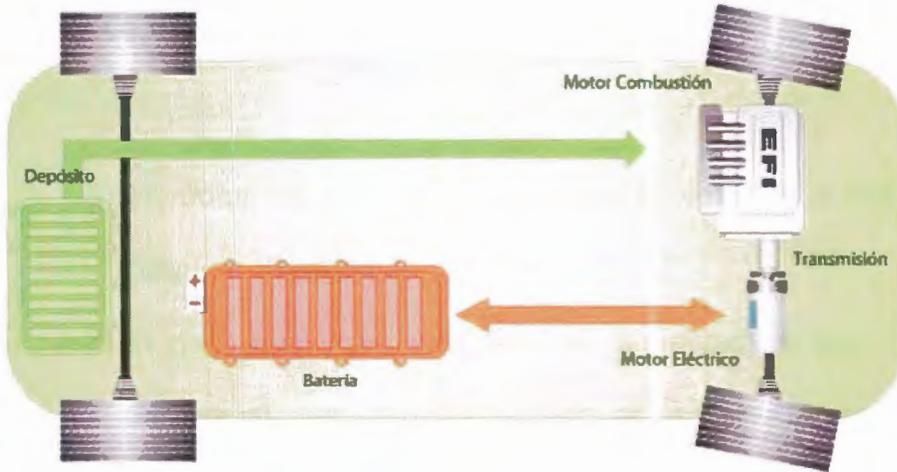


Figura 1.5 Configuración Paralelo.

1.4.2.3 Híbrido configuración mixta.

Esta configuración proporciona la posibilidad de propulsar al vehículo enteramente mediante el motor de combustión, enteramente mediante el motor eléctrico o mediante una combinación de ambos motores.

El concepto de un vehículo mixto es el de un vehículo híbrido con arquitectura serie en el que se ha conectado el motor de combustión directamente a las ruedas. Así, tanto el motor de combustión como el generador y el motor eléctrico están todos ellos interconectados a través de un sistema de engranajes diferencial el cual, a su vez, está conectado a la transmisión del vehículo.

El flujo de la energía en los vehículos con arquitectura mixta sería el siguiente:

- a) El motor de combustión impulsa al vehículo a través del conjunto diferencial.
- b) El generador, que está también conectado a ese conjunto diferencial, es impulsado por el motor de combustión produciendo así electricidad. Esa electricidad es usada unas veces para recargar las baterías y otras para alimentar al motor eléctrico, según las necesidades.
- c) El motor eléctrico es alimentado por las baterías y a su vez éste es capaz de recargar las baterías en los momentos que funcione a modo de freno regenerativo.
- d) El motor eléctrico impulsa las ruedas a través del conjunto diferencial.

Las ventajas del sistema híbrido mixto con respecto a los demás sistemas son las siguientes:

- Gracias al conjunto diferencial, el motor de combustión puede ser conectado a las ruedas en aquellos momentos en los que opere en el rango óptimo de revoluciones (rango de máximo rendimiento y mínimo consumo).

- Al trabajar el motor de combustión en dichas condiciones y al disponer del refuerzo del motor eléctrico, ya no es necesario dotar a estos vehículos de complicadas, y caras, cajas de cambios. El sistema de control de ambos motores consigue que el funcionamiento del conjunto esté siempre optimizado.

La configuración mixta de un vehículo híbrido es mostrada en la figura 1.6

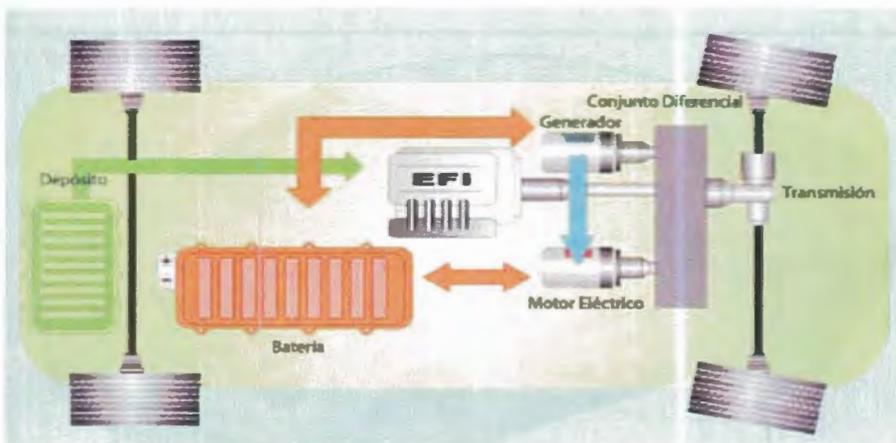


Figura 1.6 Configuración Mixta.

1.4.3 Elementos de un vehículo híbrido

“Dentro de los elementos importantes de un vehículo Híbrido se encuentra el motor de combustión interna y los Motores Generadores. Para el sistema de los Motores Generadores se implementa una batería de alta tensión que permite proveer por momentos Potencia eléctrica que permita el movimiento del Motor Eléctrico”⁸.

En la figura 1.7 se detalla la ubicación de dichos elementos en el vehículo y la forma en la que se adaptan al mismo.

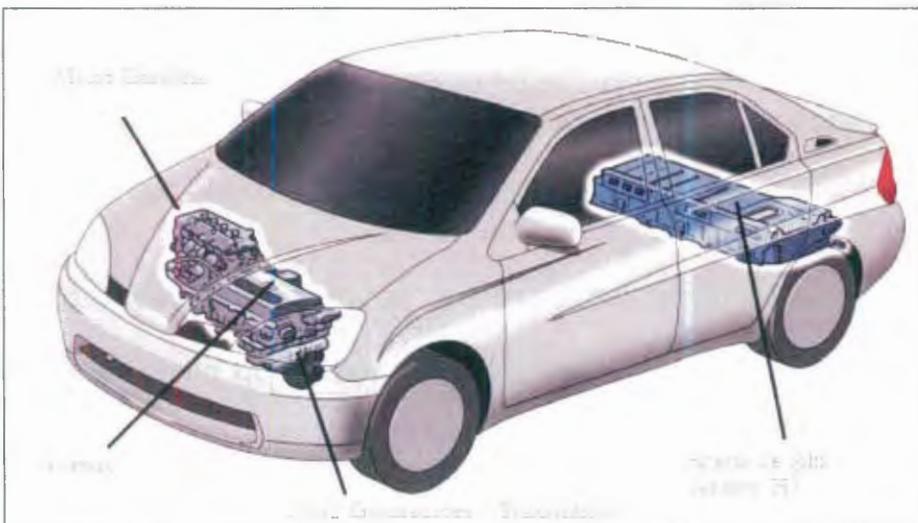


Figura 1.7. Componentes del Vehículo Híbrido.

⁸ Manual de Cise Electronics Introducción a los Vehículos Híbridos.

“En este sistema se encuentran dos Motores Generadores Trifásicos que trabajan en una tensión aproximada de 500 VCA, cada uno de estos motores cumple con una función específica y son denominados como MG1 y MG2”⁹.

“La corriente Alterna es lograda gracias a la electrónica del INVERSOR, el caso de este modelo TOYOTA PRIUS, el moto generador 1 (MG1) se encarga de generar carga que se distribuye entre la batería y el moto generador 2 (MG2), y el moto generador 2 (MG2) se encarga de alternar con el motor de combustión interna el movimiento del vehículo, en marcha hacia adelante y marcha hacia atrás (Reversa) , toda la gestión de funcionamiento es controlada por la unidad de control del sistema Híbrido **ECU HV**”¹⁰.

Como estrategia importante por parte del motor MG2 está la de funcionar como generador de corriente para restablecer carga a la batería.

“En el caso de MG2 solo lo realiza en el frenado lo que se le conoce como sistema de freno **REGENERATIVO**, es decir cuando el vehículo comienza a bajar velocidad el motor generador MG2 toma energía cinética de la disminución de velocidad y la transforma en energía eléctrica que luego mediante el sistema inversor va a la batería de alto voltaje **HV**”¹⁰.

Esto crea gran eficiencia al sistema puesto que esta energía que antes era perdida en fricción en las pastillas de freno es aprovechada como carga a la batería, de todas formas se cuenta con un sistema hidráulico de frenado que opera de forma paralela similar a cualquier vehículo con sistema ABS, solo que en este caso en particular también incorpora control electrónico de la presión de frenado EBD⁹.

1.4.3.1 Motores de Corriente Alterna Trifásicos.

“Los motores de corriente alterna necesitan para su manejo y control de velocidad variable, instrumentos de electrónica de potencia que logren variar la frecuencia de la señal que le llega al motor. Por lo general estos controladores son más caros que los de corriente continua, por lo contrario el motor en sí mismo es más pequeño y ligero”¹⁰.

En el vehículo híbrido se utilizan los motores asíncronos de inducción formado por imanes permanentes y conocidos como Brushless. Son muy eficientes y ligeros, la ausencia de escobillas hace que su mantenimiento sea muy simple y menos robusto.

⁹ Manual de Cise Electronics Introducción Vehículos Híbridos.

¹⁰ Power Electronics and Drives Ned Mohan.

“El motor asíncrono fue creado en su forma más simple por Galileo Ferraris y Nikola Tesla en 1885-86. Dos años más tarde se construyó una máquina con el rotor en forma de jaula de ardilla. El rotor de bobinado se desarrolló a principio del siglo XX”¹¹.

“La diferencia del motor asíncrono con el resto de los motores eléctricos radica en el hecho de que no existe corriente conducida a uno de sus devanados (normalmente al rotor). La corriente que circula por el devanado del rotor se debe a la fuerza electromotriz inducida en él por el campo giratorio; por esta razón, a este tipo de motores se les designa también como motores de inducción”¹².

El único inconveniente que hay que resaltar en este tipo de motores es el precio sobretodo de los imanes permanentes.

“Cuando se alimenta el estator de un motor asíncrono con un sistema trifásico de tensiones de frecuencia f_1 , se origina en el entrehierro un campo magnético giratorio de amplitud constante cuya velocidad es

$n_1 = \frac{60f_1}{p}$, donde p es el número de pares de polos del motor. Esta

velocidad recibe el nombre de velocidad de sincronismo”¹².

¹¹ Power Electrics and Drives Ned Mohan.

“En los conductores del rotor, el campo giratorio inducirá unas fuerzas electromagnéticas, que al estar el devanado en cortocircuito darán lugar a unas corrientes. Éstas en presencia de un campo magnético, determinan que sobre los conductores actúen unas fuerzas, las cuales producen un par, que de acuerdo a la ley de Lenz, hace que el rotor tienda a seguir el campo del estator”¹².

“La velocidad de giro del rotor (n) no podrá igualar a la de sincronismo n_1 , ya que entonces no se produciría la variación de flujo en el devanado del rotor y no se induciría ninguna fuerza electromagnética. Se denomina deslizamiento (s), a la velocidad relativa del campo giratorio respecto del rotor, expresado en tanto por uno de la velocidad

del campo, es decir: $s = \frac{n_1 - n}{n_1}$ ”

Las máquinas asíncronas también se pueden utilizar como generador y como freno electromagnético. Para ser usadas como motor deben suministrar potencia mecánica, consumir potencia eléctrica y el deslizamiento debe ser $0 < s < 1$ ”¹³.

Para hacer un análisis eléctrico más preciso se utiliza el circuito equivalente de la Figura 1.8.

¹² Power Electrics and Drives Ned Mohan.

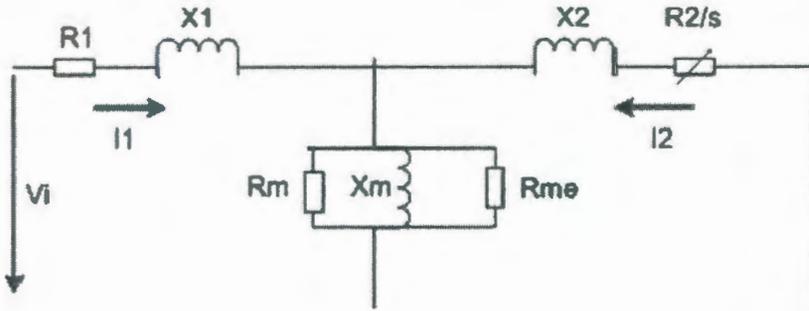


Figura 1.8 Circuito equivalente del motor asíncrono incluyendo pérdidas mecánicas.

Donde:

X_1 : Reactancia de dispersión o fugas del bobinado estático.

R_1 : Resistencia óhmica del bobinado estático.

R_m : Resistencia que representa a las pérdidas magnéticas.

X_m : Reactancia que representa a la corriente magnetizante.

R_{me} : Resistencia variable que representa las pérdidas mecánicas.

X_2 : Reactancia de dispersión o fugas del bobinado de rotor.

R_2 : Resistencia óhmica del bobinado de estator.

1.4.3.2 Motores de corriente continúa.

Un motor de corriente continua posee un estator y un rotor, las partes principales y básicas las describimos en la Figura 1.9. Cuando son motores pequeños el estator está compuesto de imanes para crear un campo magnético, y en motores más grandes el campo se logra con devanados de excitación de campo.

“El rotor es el dispositivo que gira en el centro del motor y está compuesto por bobinados de cable conductor de corriente continua. Esta corriente continua es suministrada al rotor por medio de las "escobillas" generalmente fabricadas de carbón”¹³.

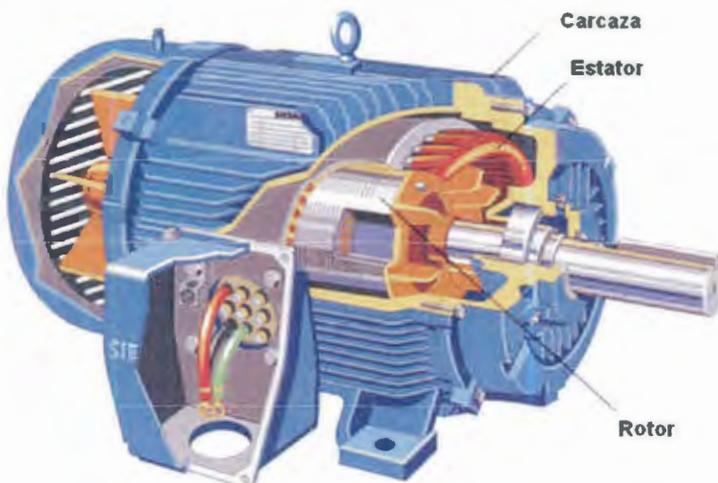


Figura 1.9. Partes de un motor de corriente continúa.

¹³ Power Electrics and Drives Ned Mohan.

“Los motores de corriente continua establecen que si un conductor por el cual circula una corriente eléctrica se encuentra dentro de la acción de un campo magnético, éste tiende a desplazarse perpendicularmente a las líneas de acción del campo magnético”¹⁵.

“El conductor tiende a funcionar como un electroimán debido a la corriente eléctrica que circula por el mismo adquiriendo de esta manera propiedades magnéticas, que provocan, debido a la interacción con los polos ubicados en el estator, el movimiento circular que se observa en el rotor del motor”¹⁴.

“Partiendo del hecho de que cuando pasa corriente eléctrica por un conductor se produce un campo magnético, además si lo ponemos dentro de la acción de un campo magnético potente, el producto de la interacción de ambos campos magnéticos hace que el conductor tienda a desplazarse produciendo así la energía mecánica. Dicha energía es comunicada al exterior mediante un dispositivo llamado flecha”¹⁵.

¹⁴ Power Electronics and Drives Ned Mohan.

1.4.3.3 Motores DC sin escobillas.

“Los motores DC con escobillas son altamente eficientes y tienen grandes características para hacerlos funcionar como servo-motores. Pese a estas grandes ventajas, cuenta con un conmutador y con unas escobillas las cuales están sujetas al desgaste y por esta razón, se hace necesario un calendario de mantenimiento de las mismas”¹⁵.

“La característica principal de los motores DC sin escobillas es que realiza la misma función de un motor DC normal pero reemplazando el conmutador y las escobillas por switches de estado sólido que funciona con una lógica para la conmutación de los bobinados. Se puede concluir que la gran ventaja de los motores DC con escobillas, frente a los demás motores de alimentación continua, es que no requieren mantenimiento periódico”¹⁶.

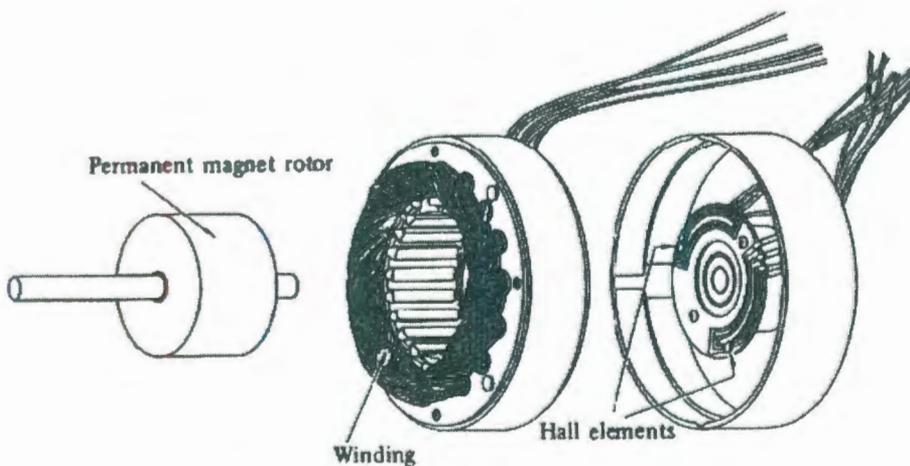


Figura 1.10. Despiece de un motor DC con escobillas

“El rotor es un elemento magnético permanente, y el estator está formado por bobinados al igual que un motor AC de varias fases. La gran diferencia entre estos dos tipos de motores es la forma de detectar la posición del rotor, para poder saber como se encuentran los polos magnéticos y así generar la señal de control mediante switches electrónicos”¹⁵.

“El sensado de la ubicación de los polos magnéticos en los motores DC sin escobillas normalmente se hace con sensores de efecto hall, aunque existen modelos que utilizan sensores ópticos, que funcionan de manera similar a los encoders”¹⁶.

“Para entender la lógica de funcionamiento de este tipo de motores ponemos como ejemplo un motor con un rotor que es elemento magnético, tres bobinados en el estator y tres foto-transistores encargados de la detección de la posición del rotor”¹⁶.

“El rotor del motor se encuentra sujeto a una especie de lámina que va girando con éste y que el objeto que obstruye la luz de los foto-transistores, con lo que se obtiene los estados de los sensores, que determinan las variables de entrada de la lógica que realiza en movimiento”¹⁶.

¹⁵ Power Electronics and Drives Ned Mohan.

¹⁶ Power Electronics and Drives Ned Mohan.

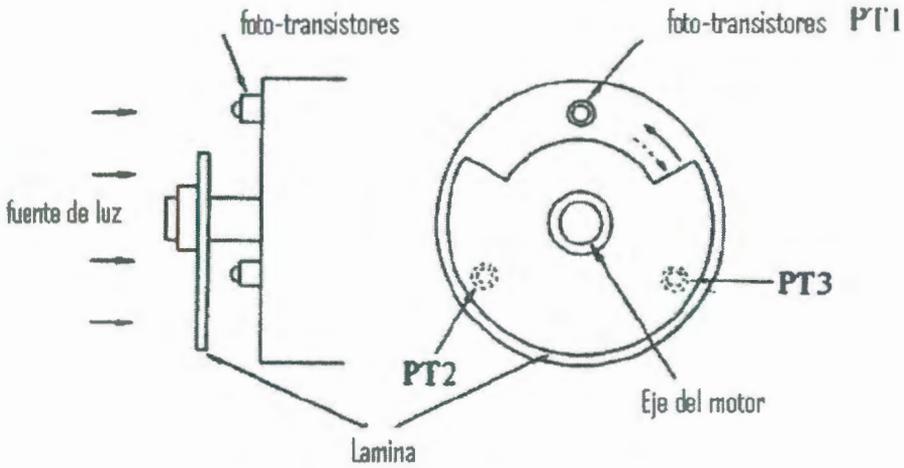


Figura 1.11. Conjunto de sensores con foto-transistores en motores DC.

En la figura 1.11 observamos que mientras PT1 está recibiendo luz, PT2 y PT3 están tapados por la lámina, de esta forma se sabe en qué posición se encuentra el rotor al momento de la toma de datos. Al saber la posición se empieza a seguir la lógica secuencial para moverlo a una velocidad determinada, esto se logra energizando las bobinas del estator en diferentes tiempos.

Para alimentar los bobinados se usa un control, seguido de una etapa de salida compuesta por transistores, que cumplan con los requerimientos de velocidad y potencia, y se hace pasar corriente por las fases dependiendo de la posición del rotor.

Para los fabricantes de automóviles híbridos los motores son elegidos en base a su rendimiento y costos para ser utilizados para la construcción de sus diseños son expresados en Figura 1.12.

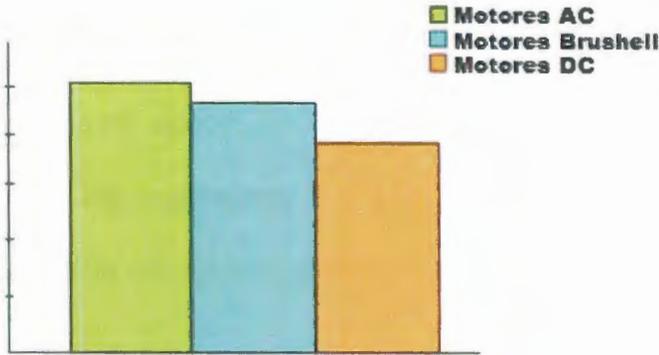


Figura 1.12. Comparativa del Rendimiento de los motores eléctricos en vehículos eléctricos.

1.4.3.4 El frenado regenerativo.

El estado de funcionamiento del motor DC lo podemos representar gráficamente como lo detallamos en la figura 1.13. Para ello utilizamos un sistema de coordenadas en el cuál en el eje horizontal representamos la corriente inducida (i) y el eje vertical la f.e.m o voltaje (v). Como la f.e.m es proporcional a la velocidad, en el eje vertical también estarán la velocidad, como el par es proporcional a la corriente este estará en el eje horizontal.

Estos dos parámetros definen el punto de funcionamiento del motor, su signo sitúa el punto de funcionamiento en uno de los cuatro cuadrantes. Estos signos dan una imagen del sentido de transferencia de la potencia del motor, es decir que si en los cuadrantes 1 y 3 el producto $v \cdot i$ es positivo equivale a decir que la potencia es positiva y que el motor está absorbiendo energía eléctrica para convertirla en mecánica. En los cuadrantes 2 y 4 el producto es negativo en estas condiciones cede energía es decir actúa como generador.

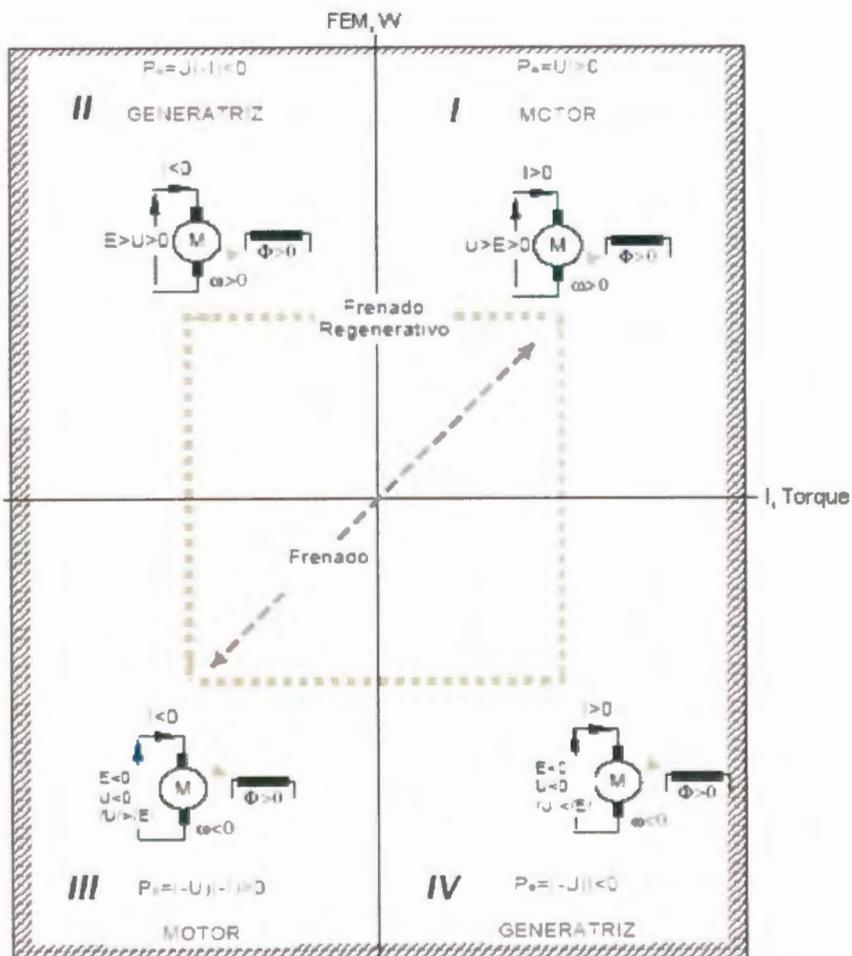


Figura 1.13. Cuadrantes de funcionamiento de un motor DC.

Para realizar el frenado dinámico en un motor DC es necesario aumentar la carga en el bobinado de tal manera que el campo generado en éste aumente, reduciendo la velocidad en el rotor.

1.4.4 Las Baterías.

Las baterías son el sistema clásico de almacenamiento de energía. En ellas se utilizan reacciones químicas reversibles.

La tecnología de desarrollo de las baterías es una tecnología madura en comparación con los otros dispositivos que mencionamos en este trabajo. El único inconveniente que presentan estos dispositivos es que son extremadamente caras, además la mayoría presentan una vida útil más corta comparada con la del conjunto del coche.

Características	Unidad	Pb/Acido	Ni/MH	Li/ion
Energía esp.	Wh kg	50	70	120
Potencia esp	W kg	350	180	300
Tiempo vida	Ciclos	800	1.000	1.200
Carga rápida	Euros kWh	NO	50% 0'5 h	Estudio
Reciclabilidad		SI	SI	Estudio
Coste		120	540	700
Rendimiento		0'8	0'75	0'9

Tabla 1.1. Síntesis de datos de algunas Baterías.

1.4.5 Sistema Inversor.

"Este componente es parte fundamental del vehículo Híbrido, incorpora gran cantidad de elementos electrónicos y eléctricos pero toda la gestión de funcionamiento es controlada por la unidad de control del sistema Híbrido ECU HV, esta última se encarga de controlar al inversor y generar cualquier tipo de diagnóstico"¹⁷.

Entre las funciones principales que desempeña el sistema inversor destacamos las más importantes:

- Permitir el control de los Motor Generadores con un circuito constituido en su interior, que toma la tensión de la Batería de alto Voltaje la cual se encuentra en 220 VDC aproximadamente y mediante un circuito de potencia generar una corriente alterna en tres fases que permita el movimiento de los motores eléctricos.
- Permitir la carga de la batería de alta Tensión mediante los Moto Generadores MG1 y MG2, esto con una electrónica basada en transistores IGBT y controlada por la unidad de control del sistema Híbrido ECU HV.

¹⁷ Manual de Cise Electronics Introducción a los Vehículos Híbridos

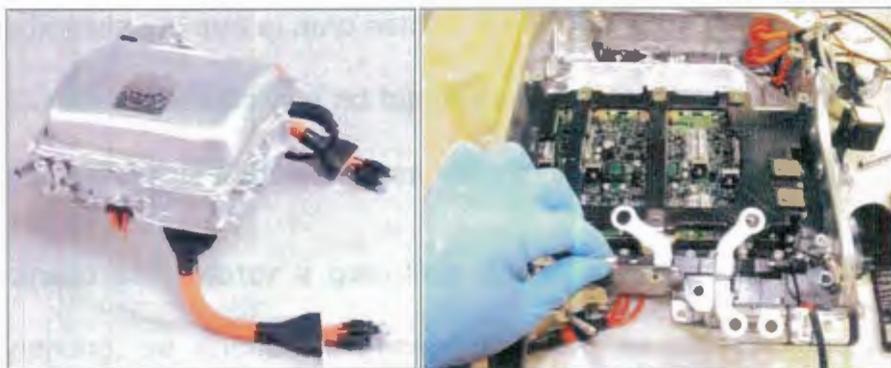


Figura 1.14. Sistema Inversor

1.4.6 Condiciones de funcionamiento del vehículo.

“Es posible observar en la línea de datos del escáner el funcionamiento de los motores MG1 y MG2, es importante recordar que en nuestro estudio de control nos centraremos únicamente en la condición de frenado regenerativo que es el momento en el cual la recarga de la batería se produce por este efecto”¹⁸.

A continuación se va a realizar una explicación de las condiciones capturadas con el scanner en una prueba de ruta.

“**Motor parado y en contacto:** en este momento solo se encuentra colocada la ignición o bien puede estar el motor prendido con la batería cargada, en cuyo caso en el tablero aparecerá la palabra

¹⁸ Manual de Cise Electronics Introducción a los Vehículos Híbridos

READY indicándonos que el auto está listo para ser usado, las rpm de MG1 y MG2 serán cero porque no tengo movimiento para ver RPM en MG2 ni necesito cargar la batería para ver movimiento en MG1”¹⁹.

“**Motor parado con motor a gasolina:** En esta condición el motor esta en parking, se encuentra encendido, pero se detecto que la batería estaba un poco baja y que requiere carga, entonces MG1 tendrá rpm positivas (entre 7000 y 9000 RPM) para poder encender al motor de gasolina y que este ahora convierta al motor MG1 en generador para cargar la batería, en esta condición como no hay movimiento de las ruedas, MG2 se encuentra quieto con cero RPM”²⁰.

“**Rodando con motor eléctrico:** Cuando el auto comienza a rodar y encuentra una buena carga de batería y que además no hay una exigencia alta en la aceleración, puede ser movido únicamente por MG2, entonces tendremos rpm positivas en MG2 que nos indica que el auto esta en movimiento por acción de este, en tanto que MG1 presentara rpm negativas ya que debe rodar en sentido contrario para que no haga encender el motor térmico”²⁰.

¹⁹ Manual de Cise Electronics Introducción a los Vehículos Híbridos

“Rodando de manera mixta (2 motores): En este caso, el conductor hace una exigencia mayor de aceleración, por ejemplo para rebasar, al detectar esto el sistema veremos que MG2 ya venía con rpm positivas para mover al auto, pero adicional ahora se debe conectar MG1 con rpm positivas también para poder encender el motor de gasolina y que este a su vez aporte al movimiento y cumpla con el requerimiento de potencia, una vez encendido el motor térmico queda aportando al movimiento junto con MG2 y MG1 vuelve a tomar valor negativo de rpm si es que no requiere carga la batería o valores positivos para aportar con carga a MG2 y si le sobra energía cargar la batería”²⁰.

“Cargando la batería: En esta condición, se requiere que se encienda el motor térmico para que convierta la acción del motor en generador, entonces MG2 seguirá con rpm positivas por la acción del movimiento y MG1 tomara ahora un valor también positivo para poder encender el motor térmico y comenzar la generación”²⁰.

“En freno regenerativo: En la acción de frenado regenerativo no requiero que el motor térmico este prendido pues para cargar la batería pues utilizo el movimiento del mismo auto, por lo tanto el motor MG1 estará con valor de rpm negativo para no encender al motor

²⁰ Manual de Cise Electronics Introducción a los Vehículos Híbridos

“Rodando de manera mixta (2 motores): En este caso, el conductor hace una exigencia mayor de aceleración, por ejemplo para rebasar, al detectar esto el sistema veremos que MG2 ya venía con rpm positivas para mover al auto, pero adicional ahora se debe conectar MG1 con rpm positivas también para poder encender el motor de gasolina y que este a su vez aporte al movimiento y cumpla con el requerimiento de potencia, una vez encendido el motor térmico queda aportando al movimiento junto con MG2 y MG1 vuelve a tomar valor negativo de rpm si es que no requiere carga la batería o valores positivos para aportar con carga a MG2 y si le sobra energía cargar la batería”²⁰.

“Cargando la batería: En esta condición, se requiere que se encienda el motor térmico para que convierta la acción del motor en generador, entonces MG2 seguirá con rpm positivas por la acción del movimiento y MG1 tomara ahora un valor también positivo para poder encender el motor térmico y comenzar la generación”²⁰.

“En freno regenerativo: En la acción de frenado regenerativo no requiero que el motor térmico este prendido pues para cargar la batería pues utilizo el movimiento del mismo auto, por lo tanto el motor MG1 estará con valor de rpm negativo para no encender al motor

²⁰ Manual de Cise Electronics Introducción a los Vehículos Híbridos

térmico y MG2 con un valor de rpm positivo del movimiento que esta vez servirá de carga a la batería así como de freno eléctrico²¹.

“Rodando en retro: Esta es en la única condición en la que el motor MG2 adquiere un valor de RPM negativo ya que el sentido de giro del auto es contrario, por el contrario MG1 toma ahora un valor positivo sin que este cargando la batería ni que este queriendo encender al motor térmico, su valor de rpm es solo por el movimiento mecánico²¹.

CONDICION	MG 1 (RPM)	MG 2 (RPM)
MOTOR PARADO EN CONTACTO	0	0
MOTOR PARADO CON MOTOR GASOLINA ENCENDIDO	9000	0
RODANDO CON MOTOR ELECTRICO	-440	170
RODANDO MANERA MIXTA (2 MOTORES)	4700	500
CARGANDO BATERIAS	2500	900
EN FRENO REGENERATIVO	-4000	2000
RODANDO EN RETRO	690	-268
RODANDO EN NEUTRO	-2700	1000

Tabla 1.2. Condiciones de Funcionamiento VH.

1.5 Estudio del Arte.

En la actualidad existen numerosos programas de desarrollo de vehículos híbridos a cargo de tantas empresas automovilísticas y

universidades americanas y europeas, cuya misión es la de mejorar los diferentes sistemas existentes e implementar nuevas técnicas de control de cada uno de estos elementos.

“Es el caso de Honda que con su modelo Civic ha mejorado su control de recarga de batería por freno regenerativo disminuyendo el tiempo de la misma pero lógicamente para lograr esto modernizaron la electrónica de potencia y su modo de control”²¹.

“En el servicio público de transporte de Santiago de Chile se ha colocado buses híbridos con freno regenerativo los cuales los investigadores del departamento de ingeniería mecánica de la Universidad de Chile hay llegado a comprobar que en estos autobuses y en los comerciales permiten recuperar un 30% de la energía cinética perdida como calor en los frenos de fricción”²².

“Varios fabricantes tratan de dar una solución a todos los problemas que se puedan presentar poniendo más atención en optimizar la recarga de la baterías, con la utilización de controladores modernos basados en técnicas predictivas adaptativas, inteligentes que controlen el mando de los motores eléctricos incorporados en estos, con la única intención de disminuir las emisiones”²³

²¹ Fuente Artículo Vehículos Híbridos Reinaldo Kuhn 2004.

²² Fuente Artículo Vehículos Híbridos Universidad de Chile Mauricio Osses, Carlos Montero 2000.

²³ Fuente Automated Execution of Simulation Studies of Car Hybrid Sven Dominka 2003

En los Estados Unidos los buses de servicio escolar con más de 500000 unidades transportan a 24 millones de niños a la semana y en total a 10 billones de niños al año y consumen 1.1 billones de diesel lo que provoca una gran contaminación al ambiente americano. Por tal motivo el instituto tecnológico de Illinois con su división tecnológica `hybrid@tiit` crea el proyecto Hybrid Electric School Bus (HESB), lo cual pretende implementar los conocimientos de sus mejores docentes y estudiantes para realizar la migración de estos vehículos convencionales a buses equipados con tecnología híbrida.

“El proyecto se compone de tres fases la primera entre los años 2006-2009 que consiste en estudios y perfeccionamiento de técnicas y algoritmos de control de todos los sistemas que se encuentran en vehículo híbrido, partiendo de los ya existentes.

La segunda etapa será entre los años de 2009 al 2012 con la construcción de prototipos de prueba en donde serán incluidos los diseños más óptimos que los investigadores presente, y la tercera etapa que será en el 2013 con la migración total de todos los buses a este sistema.

Lo que este proyecto propone es en mejorar las aplicaciones ya existentes y construir mejores sistemas electrónicos de conversión y optimizar los diferentes dispositivos que van a controlarlos.”²⁴



Figura 1.15. Proyecto Hybrid Electric School Bus (HESB).

El gran problema que se presenta en la tecnología híbrida es la capacidad de acumulación de energía eléctrica, que es muy baja en comparación con la capacidad de acumulación de energía en forma de combustible.

“Aproximadamente, 1 kg de baterías puede almacenar la energía equivalente de 18 gramos de combustible, si bien este cálculo no tiene en cuenta el escaso aprovechamiento energético de esa energía en un motor de combustión, en comparación con un motor eléctrico. Aun así esto supone una barrera tecnológica importante para un motor eléctrico.

²⁴Revista Hybrid@tiit Illinois Institute of Technology Sadia Sadid.

Los motores eléctricos han demostrado capacidades de sobra para impulsar otros tipos de máquinas, como trenes y robots de fábricas, puesto que pueden conectarse sin problemas a líneas de corriente de alta potencia. Sin embargo, las capacidades de almacenamiento energético en un vehículo móvil obligan a los diseñadores a usar una complicada cadena energética multidisciplinar, e híbrida, para sustituir a una sencilla y barata cadena energética clásica depósito-motor-ruedas.²⁵

Todos estos datos constituyen y motivan a generar estudios en este nuevo tipo de tecnología en especial en la parte del freno regenerativo ya que involucra una serie de máquinas y elementos electrónicos de alta precisión y que mejor que contribuir con el desarrollo y estudio de ésta parte de los vehículos híbridos por tal motivo propongo en este trabajo implementar el diseño de un controlador para en algo tratar de mejorar la recarga de una batería y de ésta manera contribuir con el desarrollo tecnológico en esta área.

Muchos desarrollos recientes en la industria automotriz han impulsado el uso de motores eléctricos en sus prototipos por razones

²⁵ Fuente Vehículo Híbrido Eléctrico Enciclopedia Winkipedia.

ambientales y económicas, entre otras, pues los niveles de contaminación en el planeta y los escasos de los recursos renovables están causando una crisis mundial. Investigaciones recientes se centran en mejorar la eficiencia de los motores eléctricos, utilizando nuevos tipos de motores y configuraciones de control, entre los motores eléctricos con mayor acogida para esta finalidad están los motores de corriente continua DC llamados también motores síncronos que por su constitución ofrecen mayor ventaja sobre otros.

Es por esto que para nuestro trabajo no centraremos en el estudio y diseño de un control de freno regenerativo de un motor DC para recargar baterías y cuyo modelado y diseño los veremos en los siguientes capítulos.

Capítulo 2.

El Modelado del sistema.

El diseño de un controlador continuo o discreto, ya sea mediante técnicas clásicas o en variables de estado, requiere de un modelo de la planta a controlar que caracterice su comportamiento dinámico. Este modelo permite al diseñador realizar y validar mediante simulación el ajuste de los parámetros del controlador que permiten obtener una respuesta que satisfaga las especificaciones de diseño.

2.1 Modelo de un sistema.

Cuando se hace necesario conocer el comportamiento de un sistema en unas determinadas condiciones y ante unas determinadas entradas, se puede recurrir a la experimentación sobre dicho sistema y a la observación de sus salidas. Sin embargo, en muchos casos la experimentación puede resultar compleja o incluso imposible de llevar a cabo, lo que hace necesario trabajar con algún tipo de representación que se aproxime a la realidad, y a la que se conoce como *modelo*.

Básicamente, un modelo es una herramienta que permite predecir el comportamiento de un sistema sin necesidad de experimentar sobre él.

2.2 Tipos de modelos

Los modelos de sistemas físicos pueden ser de muy diversos tipos. Una clasificación, en función del grado de formalismo matemático que poseen, es la siguiente:

1. **Modelos mentales, intuitivos o verbales.** Estos modelos carecen de formalismo matemático. Para conducir un coche, por ejemplo, se requiere un modelo mental o intuitivo sobre el efecto que produce el movimiento del volante, pero no es necesario caracterizar dicho efecto mediante ecuaciones matemáticas exactas.
2. **Modelos no paramétricos.** Muchos sistemas quedan perfectamente caracterizados mediante un gráfico o tabla que describa sus propiedades dinámicas mediante un número no finito de parámetros. Por ejemplo, un sistema lineal queda definido mediante su respuesta al impulso o al escalón, o bien mediante su respuesta en frecuencia.
3. **Modelos paramétricos o matemáticos.** Para aplicaciones más avanzadas, puede ser necesario utilizar modelos que

describan las relaciones entre las variables del sistema mediante expresiones matemáticas como pueden ser ecuaciones diferenciales (para sistemas continuos) o en diferencias (para sistemas discretos). En función del tipo de sistema y de la representación matemática utilizada, los sistemas pueden clasificarse en:

- **Determinísticos o estocásticos.** Se dice que un modelo es determinístico cuando expresa la relación entre entradas y salidas mediante una ecuación exacta. Por contra, un modelo es estocástico si posee un cierto grado de incertidumbre. Estos últimos se definen mediante conceptos probabilísticos o estadísticos.
- **Dinámicos o estáticos.** Un sistema es estático cuando la salida depende únicamente de la entrada en ese mismo instante (un resistor, por ejemplo, es un sistema estático). En estos sistemas existe una relación directa entre entrada y salida, independiente del tiempo. Un sistema dinámico es aquél en el que las salidas evolucionan con el tiempo tras la aplicación de una determinada entrada (por ejemplo, una red RC). En estos últimos, para conocer el valor actual de la salida es necesario conocer el tiempo transcurrido desde la aplicación de la entrada.

- **Continuos o discretos.** Los sistemas continuos trabajan con señales continuas, y se caracterizan mediante ecuaciones diferenciales. Los sistemas discretos trabajan con señales muestreadas, y quedan descritos mediante ecuaciones en diferencias.

2.3 Método de obtención de modelos.

Existen dos métodos principales para obtener el modelo de un sistema:

1. **Modelado teórico.** Se trata de un método analítico, en el que se recurre a leyes básicas de la física para describir el comportamiento dinámico de un fenómeno o proceso.

2. **Identificación del sistema.** Se trata de un método experimental que permite obtener el modelo de un sistema a partir de datos reales recogidos de la planta bajo estudio.

El modelado teórico tiene un campo de aplicación restringido a procesos muy sencillos de modelar, o a aplicaciones en que no se requiera gran exactitud en el modelo obtenido. En muchos casos, además, la estructura del modelo obtenido a partir del conocimiento físico de la planta posee un conjunto de parámetros desconocidos y

que sólo se pueden determinar experimentando sobre el sistema real. De ahí la necesidad de recurrir a los métodos de *identificación de sistemas*.

Los modelos obtenidos mediante técnicas de identificación tienen, sin embargo, las siguientes desventajas:

1. Su rango de validez suele ser limitado (sólo son aplicables a un determinado punto de trabajo, un determinado tipo de entrada o un proceso concreto).
2. En muchos casos es difícil dar significado físico al modelo obtenido, puesto que los parámetros identificados no tienen relación directa con ninguna magnitud física. Estos parámetros se utilizan sólo para dar una descripción aceptable del comportamiento conjunto del sistema.

En la práctica, lo ideal es recurrir a una mezcla de ambos métodos de modelado para obtener el modelo final. El uso de datos reales para identificar los parámetros del modelo provee a éste de una gran exactitud, pero el proceso de identificación se ve tanto más facilitado cuanto mayor sea el conocimiento sobre las leyes físicas que rigen el proceso.

Para esta parte del trabajo de investigación detallaremos algunos modelos propuestos para el control de motores AC y DC; su parte matemática y formulación específicas, además se expondrá algunas técnicas para lograr la generación y control de PWM, y todas la ventajas que estos podían llevar a nuestro trabajo a desarrollar si las aplicamos.

2.4 Modos de Operación de un motor.

Basados en la dirección del flujo de la energía podemos identificar dos modos de operación de un motor de DC que son como motor y como generador.

2.4.1 Modo de operación motor.

Este elemento actúa como motor cuando la energía la toma de la fuente externa y se conecta directamente al terminal del devanado en el rotor para producir energía cinética en el rotor. El modo de operación del motor lo podemos observar en la figura 2.1 en el cual la conexión es directa al terminal del devanado y circula la corriente de armadura i_a así como la f.e.m de armadura E_a .

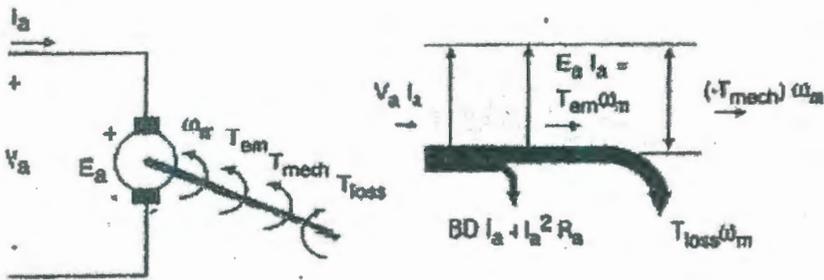


Figura 2.1. Modo de operación "Motor"

La corriente interactúa con el flujo y produce el torque electromagnético T_{em} . El rotor se mueve en dirección de T_{em} y que para el control es balanceado torque mecánico T_{mec} y el de fricción T_{loss} .

La ecuación del voltaje del estator viene dada por:

$$V_a = E_a + I_a R_a + V_{bruss} + L_{aq} \frac{dI_a}{dt} \quad (\text{Ec. 2.1})$$

Donde R_a es la resistencia del estator, V_{bruss} es el voltaje y L_{aq} es la inductancia del estator.

La ecuación del torque de aceleración del rotor que es el torque de inercia está dada por:

$$T_{em} - T_{loss} + T_{mech} = j \frac{d\omega_n}{dt} \quad (\text{Ec. 2.2})$$

Donde T_{mech} es el torque mecánico externo, T_{em} el torque electromagnético. T_{loss} que es el torque que representa a la fricción.

Multiplicando la ecuación del voltaje del estator por la obtenemos:

$$V_a I_a = E_a I_a + I_a^2 R_a + V_{bruss} I_a + \frac{d\left(\frac{L_{aq} I_a^2}{2}\right)}{dt} \quad (\text{Ec. 2.3})$$

De igual manera si multiplicamos la ecuación del torque de inercia por ω_n tendremos:

$$P_{em} + P_{mech} - P_{loss} = \frac{d\left(\frac{J\omega_m^2}{2}\right)}{dt} \quad (\text{Ec. 2.4})$$

Combinando las ecuaciones 2.3 y 2.4 obtenemos:

$$V_a I_a + P_{mech} = \frac{d\left(\frac{J\omega_m^2}{2} + \frac{L_{aq} I_a^2}{2}\right)}{dt} + I_a^2 R_a + V_{bruss} I_a + P_{loss} \quad (\text{Ec. 2.5})$$

2.4.2 Modo de operación generador.

El motor de corriente continua puede ser arrastrado por la carga y entonces funciona como generador. Esto es, el motor absorbe energía cinética de masa giratoria, de manera que la corriente circula ahora en sentido inverso, pues no la suministra la línea, sino que es devuelta a

ella, por la F.e.m mayor del motor funcionando como generador. Esto reduce la velocidad del motor, teniéndose así un método de frenado. Se puede tener frenado regenerativo cuando la energía retorna a la línea o frenado dinámico cuando la energía se disipa en una resistencia.

El modo de operación en generador lo podemos observar en la figura 2.2 donde I_{ag} es corriente del estator en modo de generador.

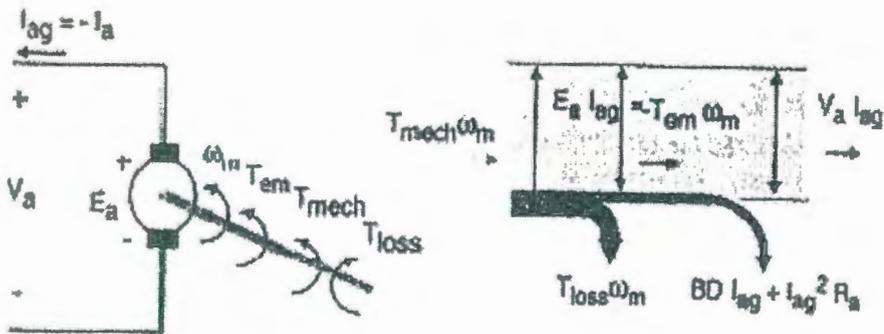


Figura 2.2. Modo de operación "Generador"

La ecuación de voltaje de estator en modo de generador viene dado por:

$$E_a = V_a + I_{ag} R_a + V_{bruss} + \frac{dL_{aq}(I_{ag})}{dt} \quad (\text{Ec. 2.6})$$

Haciendo el mismo análisis que se hizo en el de modo motor se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$E_a I_{ag} = V_a I_{ag} + I_{ag}^2 R_a + V_{bruss} I_{ag} + \frac{d\left(\frac{L_{ag} I_{ag}^2}{2}\right)}{dt} \quad (\text{Ec. 2.7})$$

$$P_{mech} - I_{ag}^2 R_a + V_{bruss} I_{ag} + P_{loss} - \frac{d\left(\frac{J\omega_m^2}{2} + \frac{L_{ag} I_{ag}^2}{2}\right)}{dt} = V_a I_{ag} \quad (\text{Ec. 2.8})$$

Una vez descrito todas estas características el primer paso es obtener el modelo matemático de cada uno de los sistemas que estarán presentes en nuestro estudio.

2.5 Modelos matemáticos para motores DC.

En este apartado trataremos algunas técnicas aplicadas al control de un motor de corriente continua con excitación serie, entre las que nombramos, el control clásico, la técnica de control difuso, por identificación de sistemas y por último el control digital.

2.5.1 Control clásico.

La teoría desarrollada para el control de procesos, desde el punto de vista clásico y moderno tiene su base esencial en el conocimiento de la dinámica del proceso que se desea controlar. Esta dinámica

normalmente se expresa haciendo uso de ecuaciones diferenciales ordinarias, y en el caso de sistemas lineales, se hace uso de la transformada de Laplace para obtener una representación matemática que relaciona la señal que se quiere controlar y la señal de entrada al sistema. Esta relación se la conoce como función de transferencia.

Desde la teoría clásica de control, considerando el caso más sencillo de un sistema lineal de una entrada y una salida, la dinámica se puede representar como en la figura 2.3. En esta figura se representa el bloque llamado Proceso o Planta, que es el sistema que se desea controlar. A este sistema le llegan dos señales una llamada Entrada de Control que será la señal que genera el controlador que se ha de diseñar; y la señal llamada Entrada incierta o conocida como perturbación. Finalmente la señal de salida o señal controlada que será la señal que se desea que se comporte en una forma determinada.

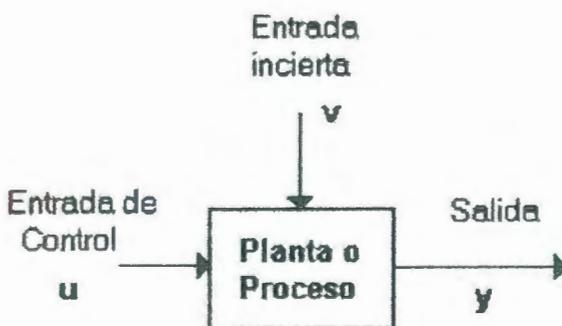


Figura 2.3 Dinámica de un sistema.

La función de transferencia puede ser expresada como una relación de dos polinomios y se la representa como se muestra en la ecuación 2.9.

$$Y(s) = \frac{K_0(s + z_1)(s + z_2)\dots(s + z_m)}{(s + p_1)(s + p_2)\dots(s + p_n)} \quad (\text{Ec. 2.9})$$

La representación anterior puede ser un poco más general si se hace uso de la teoría de control moderna, en donde la representación matemática utiliza el concepto denominado estado del sistema. Su representación más general se muestra en la figura 2.4. De la planta ahora se observa una señal adicional denominada "Estado" x^{26} del sistema, que es la señal que nos proporcionará información más completa de la planta.

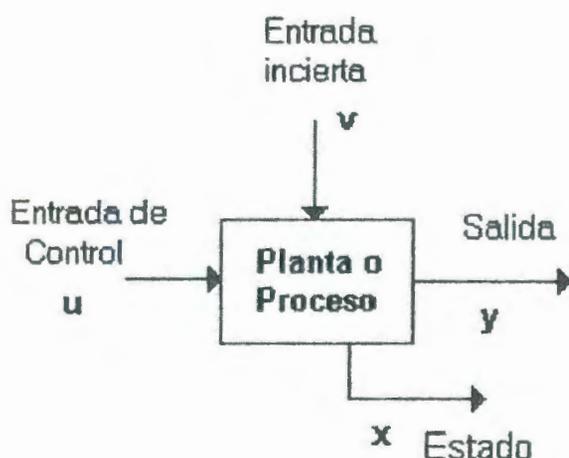


Figura 2.4 Diagrama de un sistema dinámico.

²⁶ Estado de un sistema dinámico es un conjunto mínimo de parámetros (variables de estado) que permiten representar de manera única al sistema

Partiendo de cualquiera de estas representaciones matemáticas, se utiliza el concepto de control retroalimentado que en forma de diagramas de bloques tiene la siguiente estructura que se representa en la figura 2.5.

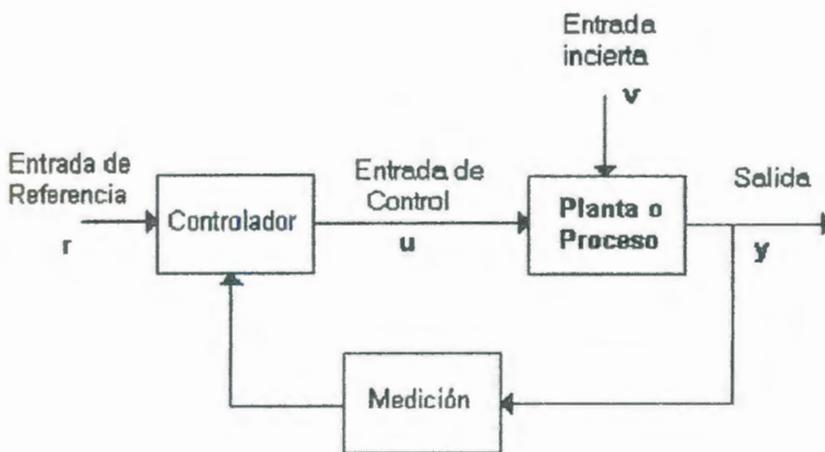


Figura 2.5. Esquema de un sistema retroalimentado de control.

2.5.2 Aplicación de control clásico.

Para entender mejor las técnicas anteriormente descritos, desarrollamos un diseño para controlar la velocidad de un motor DC.

Debido a que estamos usando un motor de corriente directa (DC) como actuador en nuestro sistema, procederemos a analizar la dinámica del mismo basado en el circuito equivalente de la figura 2.6.



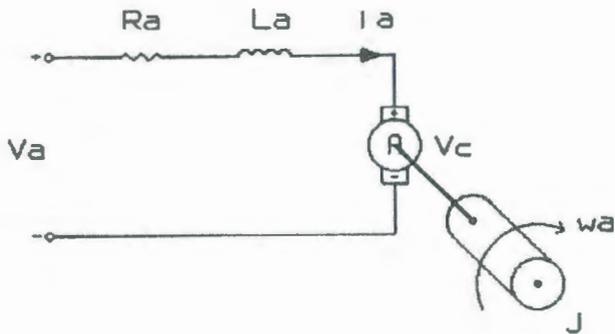


Figura 2.6. Circuito equivalente del motor de corriente continua.

Aplicando la ley de voltajes de kirchoff obtenemos:

$$V_a - V_{Ra} - V_{La} - V_c = 0 \quad (\text{Ec. 2.10})$$

V_a es el voltaje de fuente.

V_{Ra} es el voltaje en la resistencia.

V_{La} es el voltaje en el inductor.

V_c es la fuerza electromotriz.

Recordemos que la ley de Ohm viene dada por:

$$V_{Ra} = i_a R_a \quad (\text{Ec. 2.11})$$

Donde i_a es la corriente de la armadura. El voltaje en el inductor se lo puede expresar en la siguiente expresión:

$$V_{La} = L_a \frac{di_a}{dt} \quad (\text{Ec. 2.12})$$

Y por último la fuerza electromotriz puede ser escrita como:

$$V_C = K_v \omega_a \quad (\text{Ec. 2.13}).$$

Sustituyendo las ecuaciones 2.11, 2.12, y 2.13 en la 2.10 se obtiene:

$$V_a - i_a R_a - L_a \frac{di_a}{dt} - K_v \omega_a = 0 \quad (\text{Ec. 2.14})$$

Si ahora analizamos las características mecánicas podemos decir que la suma total de los pares del motor es igual a cero.

$$T_e - T_{\omega'} - T_{\omega} - T_L = 0 \quad (\text{Ec. 2.15})$$

T_e es el par electromagnético.

$T_{\omega'}$ es el par debido a la aceleración de rotación del rotor.

T_{ω} es par producido por la velocidad del rotor.

T_L es el par de carga mecánica.

El par electromagnético es proporcional a la corriente a través del devanado de armadura y puede ser escrito como:

$$T_e = K_t i_a \quad (\text{Ec. 2.16})$$

Donde K_t es el par constante y al igual que la constante de velocidad depende de la densidad de flujo de los imanes fijos, la reluctancia del núcleo de hierro, y el número de vueltas en el devanado de armadura; y lo podemos describir en la ecuación 2.16.

$$T_w = J \frac{d\omega_a}{dt} \quad (\text{Ec. 2.17})$$

Donde J es la inercia del rotor y la carga mecánica equivalente. El par asociado con la velocidad se escribe como:

$$T_w = B\omega_a \quad (\text{Ec. 2.18})$$

En donde B es el coeficiente de amortiguamiento asociado con el sistema mecánico de rotación de la máquina.

Sustituyendo las ecuaciones 2.17 y 2.18 en la ecuación 2.15 se obtiene:

$$K_t i_a - J \frac{d\omega_a}{dt} - B\omega_a - T_L = 0 \quad (\text{Ec. 2.19})$$

Para obtener la representación de espacio estado podemos decir que las ecuaciones diferenciales que figuran en 2.14 y 2.19 para la corriente de armadura y la velocidad angular puede ser escrito como:

$$\frac{di_a}{dt} = -i_a \frac{R_a}{L_a} - \frac{K_v}{L_a} \omega_a + \frac{V_a}{L_a} \quad (\text{Ec. 2.20})$$

$$\frac{d\omega_a}{dt} = \frac{K_t}{J} i_a - \frac{B}{J} \omega_a - \frac{T_L}{J} \quad (\text{Ec. 2.21})$$

Estas son las ecuaciones que describen el sistema de motor de corriente continua. Poner las ecuaciones diferenciales en forma de espacio de estado da:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_v}{L_a} \\ \frac{K_t}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ T_L \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 2.22})$$

Que se expresa simbólicamente como:

$$\frac{di}{dt} x = Ax + Bu \quad (\text{Ec.2.23})$$

$$y = Cx + Du \quad (\text{Ec. 2.24})$$

Donde x es el vector de estado, u es el vector de entrada, Y es el vector de salida.

Para obtener la funcion de transferencia aplicamos la transformada de Laplace a las ecuaciones 2.20 y 2.21 y obtenemos:

$$sI_a(s) - i_a(0) = \frac{R_a}{L_a} I_a(s) - \frac{K_v}{L_a} \omega_a(s) + \frac{1}{L_a} V_a(s) \quad (\text{Ec. 2.25})$$

$$s\omega_a(s) - \omega_a(0) = \frac{K_t}{J} I_a(s) - \frac{B}{J} \omega_a(s) - \frac{1}{J} T_L(s) \quad (\text{Ec. 2.26})$$

$$H(s) = \frac{\omega_a(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{(R_a + L_a s)(Js + B) + K_t^2} \quad (\text{Ec. 2.27})$$

2.5.3 Control Inteligente.

El control inteligente es la disciplina donde los metodos de control se desarrollan para emular algunas características importantes del ser humano. Estas características incluyen adaptación y aprendizaje, planeación bajo gran incertidumbre y el trabajo con gran cantidad de datos.

Un sistema de control inteligente debe ser autónomo; esto significa que tiene el poder de autogobernante. Existen varios grados de autonomía: un controlador totalmente autónomo debería tener la habilidad de reparar su propio hardware si uno de sus componentes falla. Un control fijo convencional como el anterior se considera como un grado bajo de autonomía. La autonomía es el objetivo en los sistemas de control complejos y los controladores inteligentes son una manera de lograrlo.

Los sistemas de control convencionales se diseñan usando los modelos matemáticos de los sistemas físicos. Se selecciona un modelo

matemático que captura el comportamiento de la dinámica de interés y entonces se aplican las técnicas de diseño. Luego se realiza el controlador ya sea en hardware o en software, este proceso puede llevar varias iteraciones hasta lograr el mejor comportamiento.

La complejidad del modelo de un sistema dinámico y la demanda creciente de funcionamiento hacen necesario el uso de controladores más complejos y sofisticados. La forma en como se incrementa la complejidad de un controlador se puede describir de la siguiente forma.

El control retroalimentado determinístico basado en la teoría de control convencional se utiliza para las plantas que pueden ser representadas con modelos lineales más simples, que son esencialmente, buenas aproximaciones al comportamiento real. Si se incrementa la complejidad de la planta, los controladores necesitarán estimadores de estado, si se incrementa la señal de ruido se necesitaran filtros Kalman u otros tipos de filtros. Si se requiere completar una tarea de control en un tiempo mínimo, se utilizan técnicas de control óptimo. Cuando hay características cuantificables estocásticas en la planta, se usa la teoría de control estocástico. Si hay variaciones significativas en los parámetros de la planta, tal que la teoría de control robusto sea inapropiada, se emplean técnicas de control adaptativo.

En el nivel más alto de jerarquía, la complejidad de la planta es tal y las especificaciones son tan demandantes que se usan técnicas de control inteligente. La opción de usar control autónomo inteligente se origina de la necesidad por incrementar la habilidad de tomar decisiones autónomas para ejecutar tareas complejas de control.

2.5.4 Control Difuso

El control difuso se introdujo a comienzos de los años 70 como un intento de para diseñar controladores para sistemas que son estructuralmente difíciles de modelar, debido a su naturaleza no lineal y otras complejidades en la obtención del modelo. Durante los últimos años de Control Difuso ha emergido como una de las áreas de mayor investigación.

Para el diseño de un controlador difuso, no se requiere el modelo analítico completo del sistema dinámico. El resultado de este diseño es un controlador heurístico basado en conocimiento, utilizando para controlar un sistema complejo e indefinido. A continuación se explicará de manera breve la base necesaria para el diseño de un controlador difuso, así como su estructura fundamental, algunas características especiales a tomar en cuenta y algunas definiciones.

Un controlador difuso es esencialmente un controlador no lineal. El esquema de un control presenta la estructura mostrada en la figura 2.7.

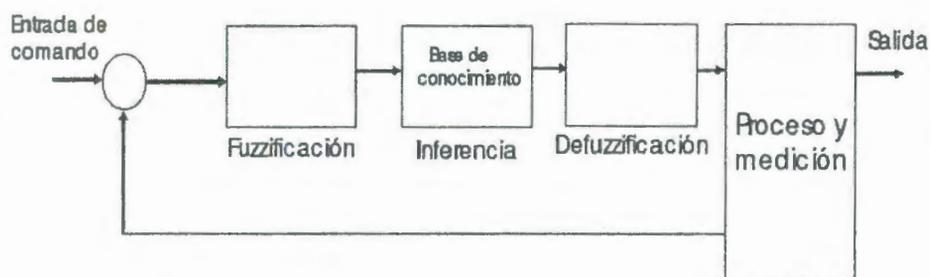


Figura 2.7 Esquema de un control difuso con retroalimentación.

Como se puede ver hay la aparición de tres etapas que son la fuzzificación, inferencia, defuzzificación. La función involucrada en el primer bloque, la fuzzificación tiene el objetivo de tomar el valor de la señal leída del proceso y transformarla en una señal entendible por el sistema difuso. La defuzzificación tiene el objetivo de convertir el resultado del bloque etiquetado como inferencia, que es un resultado difuso, a un resultado entendible para el proceso y por último el bloque de inferencia se encarga de realizar todo el razonamiento del sistema de control.

Cuando se diseña un controlador difuso, es necesario determinar las variables de entrada y salida. Las variables de salida representan el

resultado de la operación que realizará el controlador y serán determinadas por el objetivo del control. La decisión de las variables de entrada depende de la situación en particular.

El diseño de un controlador difuso involucra la construcción de reglas de control. En muchos casos, estas reglas se pueden obtener describiendo las acciones de los operadores del sistema de control en el formato IF-THEN. Sin embargo no es un método genérico para construir reglas de control, se pueden construir reglas IF-THEN no sólo de las acciones de los operadores sino de la respuesta características del sistema a controlar. Una vez establecidas las reglas se pueden realizar la estrategia de control usando razonamiento difuso.

La determinación de estas reglas no es proceso directo, debido a que el procedimiento incluye la identificación de parámetros difusos para los conjuntos difusos.

Un conjunto difuso se puede definir matemáticamente al asignar a cada posible individuo que existen en el universo de discursos, un valor que representa su grado de pertenencia o membresía en el conjunto difuso. Este grado de membresía indica cuando el elemento es similar o compatible con el concepto representado por el conjunto difuso.

Ejemplo: Supongamos que tenemos tres conjuntos de tipos de estaturas de personas con valores dentro de los siguiente rangos:

Baja=(130-160 cm).

Media= (160-180 cm).

Alta= (180-200 cm).

En la figura 2.8 a se tiene una representación utilizando conjuntos clásicos. En esta representación una persona que mida 180 cm, es considerada de estatura media, y en cambio una persona con 181 cm de estatura ya no. Vemos que esto no corresponde con la realidad.

En la figura 2.8 b se observa que existe un grado de pertenencia a los conjuntos difusos. Así, una persona que tenga estatura de 172 cm, pertenecería en un 40% al conjunto de personas con estatura media y en un 10% al de estatura alta.

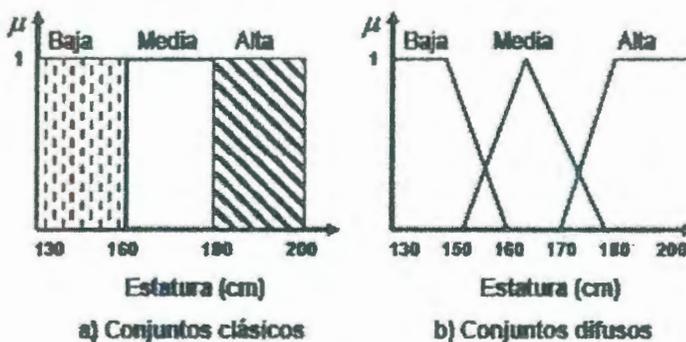


Figura 2.8 Conjuntos clásicos y difusos.

Se puede asumir que los parámetros de los conjuntos difusos representan los parámetros para el controlador. Por lo tanto la sintonización significa ajustar los parámetros para los conjuntos difusos, incluidas las reglas de control. Es posible mejorar el funcionamiento del controlador con la sintonización de tales parámetros. Sin embargo la sintonización sola de parámetros en ocasiones no puede mejorar el funcionamiento del controlador, en este caso se puede mejorarlo revisando las reglas de control y sintonizando los parámetros para las nuevas reglas.

Algunas definiciones importantes para ayudar a clarificar los conceptos utilizados en la definición de un controlador difuso explicadas con un ejemplo son las siguientes:

Sea X un conjunto determinado de valores que denominaremos "el universo de discurso" formado por todos los números reales.

Conjunto Difuso: El conjunto difuso A en X es el subconjunto X cuya función de membresía $\mu_A(x)$ tiene valores en el intervalo real $[0, 1]$.

Función de Membresía: Cualquier función de la forma $A: X \rightarrow [0, 1]$ describe a una función de membresía asociada con un conjunto difuso A .

Etiqueta: A estos conjuntos difusos se les asocia un nombre o "etiqueta" que representa un término lingüístico conocido como por ejemplo: el conjunto difuso A puede ser etiquetado con el nombre "Negativo".

Partición difusa: N conjuntos difusos $A_1 \dots A_n$ que cubren el espectro completo X, es decir, el universo de discurso.

Las reglas difusas presentan la siguiente estructura:

IF (antecedente 1) and (antecedente 2) andand
(antecedente n)

THEN (consecuente 1)...(consecuente n).

En el control difuso se distinguen también dos tipos de controladores, caracterizados esencialmente por la forma en que se definen los consecuentes, estos tipos de controladores son el control Mamdani y el Takagi Sugeno.

Control difuso tipo Mamdani: Un control tipo mamdani es aquel control que tiene reglas difusas cuya forma general es presentada de la siguiente forma:

If x_1 is A_1 and and x_n is A_n then y_1 is $B_1 \dots y_m$ is B_m .

Un ejemplo particular de este tipo de controlador puede ser:

IF el error es grande and el cambio del error es pequeño then la señal de control es grande.

Control difuso tipo Takagi-Sugeno: Un control difuso de este tipo contiene reglas cuya forma general la podemos describir de la siguiente forma:

If x_1 is A_1 **and** **and** x_n is A_n **then** $y_1 = f_{1,k}(x_1, \dots, x_n) \dots y_m = f_{m,k}(x_1, \dots, x_n)$

En esta forma se aprecia que el consecuente de la regla son funciones de entrada al controlador.

Un controlador difuso tipo Takagi-Sugeno tiene como consecuente una o varias funciones que dependen directamente de las señales que se están leyendo del sistema o de las variables de estado. Un controlador tipo mamdani tiene como consecuente un valor determinado con anterioridad y no una función.

Las funciones de membresía tienen además trayectorias ya definidas. Pueden ser del tipo triangular, gaussiana, monotónica, trapezoidal figura 2.9. Las más usadas son del tipo triangulares y trapezoidales.

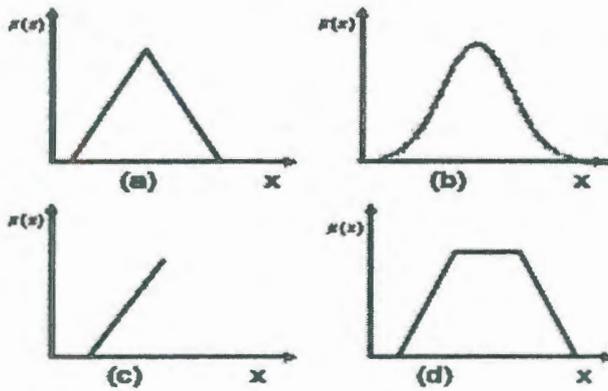


Figura 2.9 Funciones de membresía, triangular, gaussiana, monotónica, trapezoidal

2.5.5 Procedimiento para un diseño controlador difuso.

- **Definición de las señales de entrada salida.**

Considerando que al controlador difuso le llegan dos entradas del sistema de control: la señal de error $e(n)$. El universo de discurso para cada una de estas señales está dado por los siguientes intervalos $0 \leq e(n) \leq 10$ y $0 \leq de(n) \leq 10$. La señal de salida del controlador difuso se llama acción de control $m(n)$ y su universo de discurso está definido en el siguiente intervalo $0 \leq m(n) \leq 1$. Para señales de entrada se definen 3 funciones de membresía para cada una, al igual que para la señal de salida. Las funciones de membresía de la señal de entrada se muestran en la figura 2.10.

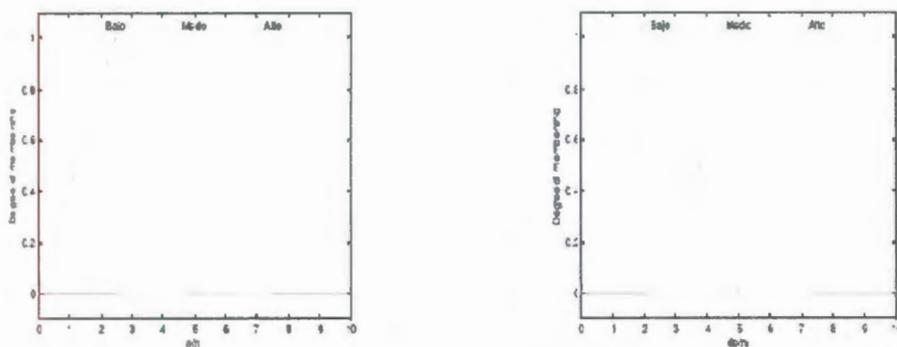


Figura 2.10. Funciones de membresía definidas para las señales de entrada al controlador difuso.

Para cada una de estas funciones de membresía se han definido etiquetas, las cuales se muestran en la parte superior de cada función. Para la señal de salida, en muchas de las aplicaciones prácticas se definen conjuntos difusos denominados “crisp” o “nítidos”. Estos son conjuntos difusos que tienen un solo valor. Esto se hace para facilitar un poco la aplicación de las reglas difusas y su implementación práctica. En la figura 2.11 se muestran las funciones definidas para la señal de salida.

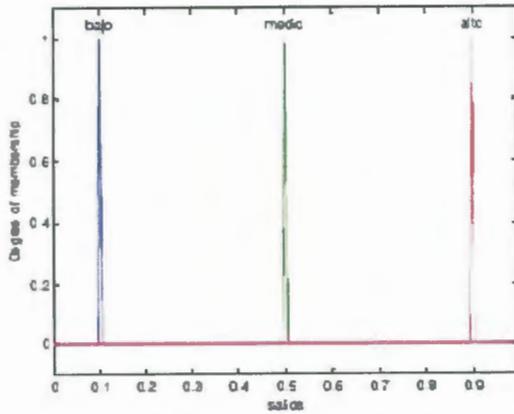


Figura 2.11. Funciones de membresía “crisp” para la salida.

- **Definición de las reglas difusas.**

Con estas funciones de membresía y considerando alguna aplicación del sistema de control, se definen las reglas difusas de la siguiente forma:

- ✓ If (error es bajo) and (cambioerror es bajo) then (salida es bajo).
- ✓ If (error es bajo) and (cambioerror es medio) then (salida es medio).
- ✓ If (error es bajo) and (cambioerror es alto) then (salida es alto).
- ✓ If (error es medio) and (cambioerror es bajo) then (salida es bajo).
- ✓ If (error es medio) and (cambioerror es medio) then (salida es medio).

✓ If (error es medio) and (cambioerror es alto) then (salida es alto).

✓ If (error es alto) and (cambioerror es alto) then (salida es alto).

✓ If (error es alto) and (cambioerror es medio) then (salida es alto).

✓ If (error es alto) and (cambioerror es bajo) then (salida es alto).

- **Proceso de Fuzzificación.**

Se encarga de la transformación de las variables controladas entregadas por el proceso, en variables de tipo lingüísticas. Como resultado de la fuzzificación se obtienen valores lingüísticos medios.

- **Proceso de Defuzzificación.**

Es un proceso matemático utilizado para convertir un número difuso en un número real. Este es un paso necesario porque los resultados difusos generados por la interferencia difusa en las reglas deberán ser de alguna manera combinado matemáticamente para generar valores simples en la salida del modelo del control difuso. Al final de cuentas los actuadores son parte de los sistemas de control que aceptan sólo valores reales.

Cada modelo y controlador difuso usa un defuzzificador que es simplemente una fórmula matemática para realizar este proceso. Se usan diferentes tipos de defuzzificadores para diferentes circunstancias. La forma utilizada para esta aplicación se puede describir de la manera siguiente:

Suponga que la salida del controlador difuso es z , si se evalúan N reglas difusas en un controlador tipo mamdani; producto del método de interferencia se generan n valores de membresías dados como μ_1, \dots, μ_N ; para N conjuntos difusos de salida. Los conjuntos difusos son diferentes de cero solamente en $z = \beta_1, \dots, \beta_N$. El defusificador generalizado produce el siguiente resultado:

$$z = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k^\alpha \cdot \beta_k}{\sum_{k=1}^N \mu_k^\alpha} \quad (\text{Ec. 2.28})$$

Donde α es un parámetro del diseño.

- **Otra consideración del tipo de controlador difuso.**

Si la salida del controlador es $u(t)$, el controlador se llama controlador tipo posición. Si la salida del controlador es du/dt , el controlador se llama tipo incremental. En el control difuso, si un controlador genera la señal $u(t)$ a partir de las señales $e(t)$ y de/dt se le denomina controlador PD difuso. Similarmente si se genera la señal du/dt a partir

de las señales $e(t)$ y de/dt , se le denomina controlador PI difuso. El formato general de las reglas respectivas de controladores difusos puede ser escrito como sigue:

Controlador difuso PI: if $e(t)$ es A y de/dt es B then du/dt es C.

Controlador difuso PD: if $e(t)$ es A y de/dt es B then $u(t)$ es C.

2.5.6 Identificación de sistemas.

Se entiende por identificación de sistemas a la obtención de forma experimental de un modelo que reproduzca con suficiente exactitud, para los fines deseados, las características dinámicas del proceso objeto de estudio.

2.5.6.1 El proceso de identificación.

En términos generales, el proceso de identificación comprende los siguientes pasos:

1. *Obtención de datos de entrada - salida.* Para ello se debe excitar el sistema mediante la aplicación de una señal de entrada y registrar la evolución de sus entradas y salidas durante un intervalo de tiempo.

2. *Tratamiento previo de los datos registrados.* Los datos registrados están generalmente acompañados de ruidos indeseados u otro tipo de imperfecciones que puede ser necesario corregir antes de iniciar la identificación del modelo. Se trata, por tanto, de 'preparar' los datos para facilitar y mejorar el proceso de identificación.
3. *Elección de la estructura del modelo.* Si el modelo que se desea obtener es un modelo paramétrico, el primer paso es determinar la estructura deseada para dicho modelo. Este punto se facilita en gran medida si se tiene un cierto conocimiento sobre las leyes físicas que rigen el proceso.
4. *Obtención de los parámetros del modelo.* A continuación se procede a la estimación de los parámetros de la estructura que mejor ajustan la respuesta del modelo a los datos de entrada-salida obtenidos experimentalmente.
5. *Validación del modelo.* El último paso consiste en determinar si el modelo obtenido satisface el grado de exactitud requerido para la aplicación en cuestión. Si se llega a la conclusión de que el modelo no es válido, se deben revisar los siguientes aspectos como posibles causas:
 - a) El conjunto de datos de entrada-salida no proporciona suficiente información sobre la dinámica del sistema.

- b) La estructura escogida no es capaz de proporcionar una buena descripción del modelo.
- c) El criterio de ajuste de parámetros seleccionado no es el más adecuado.

Dependiendo de la causa estimada, deberá repetirse el proceso de identificación desde el punto correspondiente. Por tanto, el proceso de identificación es un proceso iterativo, cuyos pasos pueden observarse en la figura 2.12.

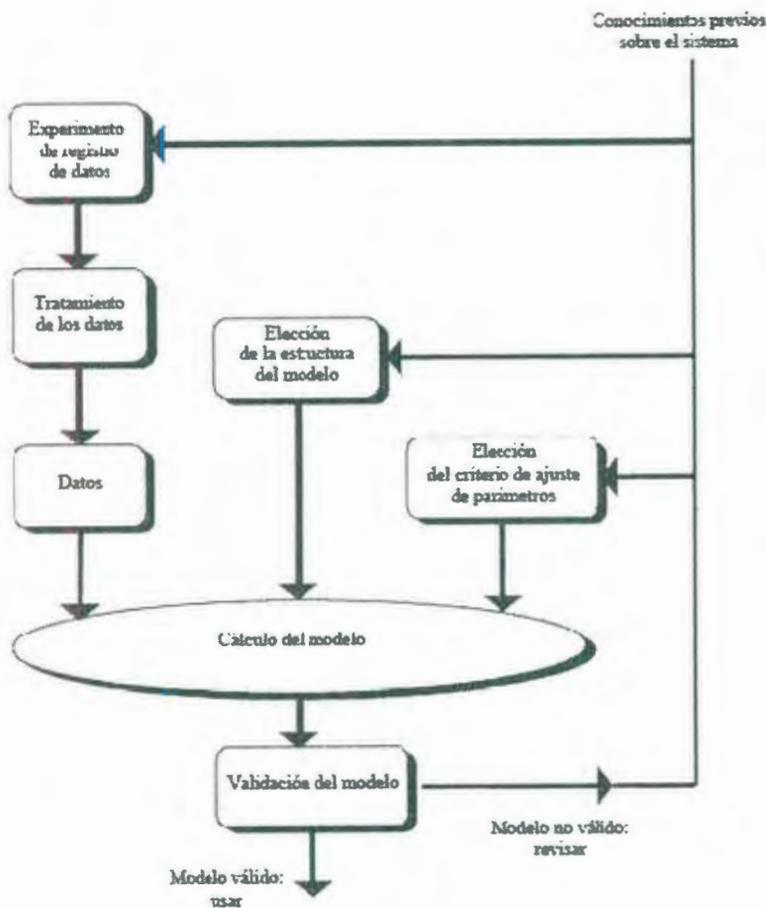


Figura 2.12. Proceso de identificación.

2.5.6.2 Métodos de identificación.

Existen diversos métodos de identificación, que pueden clasificarse según distintos criterios:

- Dependiendo del tipo de modelo obtenido:
 1. *Métodos no paramétricos*, que permiten obtener modelos no paramétricos del sistema bajo estudio. Algunos de estos métodos son: análisis de la respuesta transitoria, análisis de la respuesta en frecuencia, análisis de la correlación, análisis espectral, análisis de Fourier, etc.
 2. *Métodos paramétricos*, que permiten obtener modelos paramétricos. Estos métodos requieren la elección de una posible estructura del modelo, de un criterio de ajuste de parámetros, y por último de la estimación de los parámetros que mejor ajustan el modelo a los datos experimentales.
- Dependiendo de la aplicación:
 1. *Métodos de identificación off-line (a posteriori)*, utilizados en aquellas aplicaciones en que no se requiera un ajuste continuado del modelo. En estos casos, se realiza la identificación previa de la planta, considerándose que la validez de los parámetros obtenidos no se verá alterada con el paso del tiempo.



2. *Métodos de identificación on-line (identificación recursiva)*, en los que los parámetros se van actualizando continuamente a partir de los nuevos datos de entrada-salida obtenidos durante la evolución del proceso. Estos métodos son muy utilizados en sistemas de control adaptativo.

- Dependiendo del criterio de ajuste de los parámetros.

Existen diversos métodos matemáticos para ajustar los parámetros de una estructura a un conjunto de datos de entrada-salida. Algunos de los más utilizados en el campo de la identificación son el método de mínimos cuadrados y el método de las variables instrumentales.

2.5.6.3 Técnicas de identificación no paramétricas.

Los métodos de identificación no paramétricos permiten obtener modelos o representaciones no paramétricas de la planta bajo estudio.

La secuencia $g(k)$ se conoce como *respuesta al impulso* del sistema, y coincide con la salida del mismo cuando a la entrada se aplica un impulso unitario. Por otro lado, la función $G(z)$ es la *función de transferencia* del sistema. Evaluando esta última a lo largo del círculo unidad ($z=e^{j\omega}$) se obtiene la llamada *respuesta en frecuencia* del sistema, $G(e^{j\omega})$.

La respuesta al impulso es un modelo no paramétrico que se define en el dominio del tiempo, mientras que la respuesta en frecuencia es una descripción no paramétrica en el dominio de la frecuencia.

2.5.6.4 Identificación no paramétrica en el dominio del tiempo.

Mediante esta técnica de identificación se pretende obtener la respuesta al impulso del sistema, o bien la respuesta al escalón del mismo (pudiendo obtenerse esta última mediante una integración de la primera). Para ello, debe registrarse la evolución temporal de la salida del sistema tras la aplicación de una señal impulso o escalón. Obviamente, la imposibilidad de conseguir este tipo de señales en la práctica lleva a utilizar un método indirecto para obtener la respuesta impulsiva, conocido como *análisis de la correlación*.

Si se escoge como entrada al sistema $u(t)$ un ruido blanco, cuya función de covarianza es:

$$R_u(\tau) = E[u(t+\tau)u(t)] = \begin{cases} \lambda & \text{si } \tau = 0 \\ 0 & \text{si } \tau \neq 0 \end{cases} \quad (\text{Ec. 2.32})$$

Entonces la correlación cruzada entre la entrada y la salida puede ponerse del siguiente modo:

$$R_{yu}(\tau) = E[y(t+\tau)u(t)] = \lambda g(\tau) \quad (\text{Ec. 2.33})$$

Y por tanto la respuesta al impulso puede obtenerse a partir de las N muestras registradas de la entrada y la salida del sistema del siguiente modo:

$$g(\tau) = \frac{1}{\lambda N} \sum_{t=1}^N y(t+\tau)u(t) \quad (\text{Ec. 2.34})$$

Si la entrada al sistema no es un ruido blanco puro, puede considerarse como el resultado de la aplicación de un filtro $L(q^{-1})$ a un ruido blanco. Aplicando dicho filtro a los datos de salida del sistema puede realizarse la misma operación indicada anteriormente para obtener los coeficientes de $g(k)$.

Este método es muy apropiado para obtener una idea rápida de la relación entre distintas señales del sistema, retardos, constantes de tiempo y ganancias estáticas del mismo.

2.5.6.5 Identificación no paramétrica en el dominio de la frecuencia.

En este caso, el modelo resultante es una representación de la respuesta en frecuencia del sistema, obtenida mediante la aplicación de señales de entrada sinusoidales de distintas frecuencias. Cuando no sea posible aplicar este tipo de entradas, puede recurrirse a la aplicación de un ruido blanco, que permite obtener la respuesta en frecuencia mediante el conocido *análisis espectral*. Este análisis se basa en la realización de la transformada de Fourier de las funciones de covarianza de la entrada y la salida y la correlación entre la entrada y la salida. Por tanto, definiendo las siguientes funciones de correlación:

$$R_u(\tau) = E[u(t+\tau)u(t)] = \frac{1}{N} \cdot \sum_{t=1}^N u(t+\tau) \cdot u(t) \quad (\text{Ec. 2.35})$$

$$R_{yu}(\tau) = E[y(t+\tau)u(t)] = \frac{1}{N} \cdot \sum_{t=1}^N y(t+\tau) \cdot u(t)$$

Al encontrar sus transformadas de Fourier:

$$\Phi_u(\omega) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} R_u(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau}$$

$$\Phi_{yu}(\omega) = \sum_{\tau=-\infty}^{\infty} R_{yu}(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} \quad (\text{Ec. 2.36})$$

Podemos demostrar que puede obtenerse la respuesta en frecuencia del sistema mediante la siguiente expresión:

$$G(e^{j\omega}) = \frac{\Phi_{yu}(\omega)}{\Phi_u(\omega)} \quad (\text{Ec. 2.37})$$

Las principales ventajas de este método son el no requerir un procesamiento complejo de los datos, ni ningún tipo de conocimiento previo sobre la planta, a excepción de que ésta sea lineal. Además, permite concentrar los datos obtenidos en torno al margen de frecuencias de interés. El principal inconveniente es que el modelo resultante no puede usarse directamente para simulación.

2.5.6.6 Técnicas de identificación paramétricas.

Los modelos paramétricos, a diferencia de los anteriores, quedan descritos mediante una estructura y un número finito de parámetros que relacionan las señales de interés del sistema (entradas, salida y perturbaciones). En muchas ocasiones es necesario realizar la identificación de un sistema del cual no se tiene ningún tipo de conocimiento previo. En estos casos, se suele recurrir a modelos estándar, cuya validez para un amplio rango de sistemas dinámicos ha sido comprobada experimentalmente. Generalmente estos modelos permiten describir el comportamiento de cualquier sistema lineal. La

dificultad radica en la elección del tipo de modelo (orden del mismo, número de parámetros, etc.) que se ajuste satisfactoriamente a los datos de entrada - salida obtenidos experimentalmente.

2.5.6.7 Tipos de modelos paramétricos.

Generalmente los modelos paramétricos se describen en el dominio discreto, puesto que los datos que sirven de base para la identificación se obtienen por muestreo. En el caso de que se requiera un modelo continuo, siempre es posible realizar una transformación del dominio discreto al continuo.

La expresión más general de un modelo discreto es del tipo:

$$s(t) = \eta(t) + w(t) \quad (\text{Ec. 2.38})$$

Donde $w(t)$ es el término que modela la salida debida a las perturbaciones, $h(t)$ la salida debida a la entrada, y $s(t)$ la salida medible del sistema. Cada uno de estos términos puede desarrollarse de la siguiente forma:

$$\eta(t) = G(q^{-1}, \theta).u(t) \quad (\text{Ec. 2.39})$$

$$w(t) = H(q^{-1}, \theta).e(t) \quad (\text{Ec. 2.40})$$

$$s(t) = A(q^{-1}, \theta).y(t) \quad (\text{Ec. 2.41})$$

Donde q^{-1} es el operador retardo, q representa un vector de parámetros, $u(t)$ y $e(t)$ son la entrada al sistema y el ruido de entrada al mismo respectivamente e $y(t)$ es la salida de interés del sistema (que puede no coincidir con la salida medible). Tanto $G(q^{-1}, q)$ como $H(q^{-1}, q)$ son cocientes de polinomios del tipo:

$$G(q^{-1}, \theta) = \frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})} = \frac{b_1 \cdot q^{-nK} + b_2 \cdot q^{-nK-1} + \dots + b_{nb} \cdot q^{-nK-nb+1}}{1 + f_1 \cdot q^{-1} + \dots + f_{nf} \cdot q^{-nf}} \quad (\text{Ec. 2.42})$$

$$H(q^{-1}, \theta) = \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})} = \frac{1 + c_1 \cdot q^{-1} + \dots + C_{nc} \cdot q^{-nc}}{1 + d_1 \cdot q^{-1} + \dots + d_{nd} \cdot q^{-nd}}$$

Y $A(q^{-1}, \theta)$ un polinomio del tipo:

$$A(q^{-1}, \theta) = 1 + a_1 \cdot q^{-1} + \dots + a_{na} \cdot q^{-na} \quad (\text{Ec. 2.43})$$

El vector de parámetros q contiene los coeficientes a_i , b_i , c_i , d_i y f_i de las funciones de transferencia anteriores. La estructura genérica de estos modelos es por tanto:

$$A(q^{-1})y(t) = G(q^{-1}, \theta)u(t) + H(q^{-1}, \theta)e(t) = \frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})}u(t) + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})}e(t) \quad (\text{Ec. 2.44})$$

Para elegir la *estructura* de este tipo de modelos hay que determinar el orden de cada uno de los polinomios anteriores, es decir n_a , n_b , n_c , n_d , n_f y el retardo entre la entrada y la salida n_k . Una vez elegidos estos valores, sólo queda determinar el vector de coeficientes q (a_i , b_i , c_i , d_i y f_i) que hacen que el modelo se ajuste a los datos de entrada - salida del sistema real.

En muchos casos, alguno de los polinomios anteriores no se incluye en la descripción del modelo, dando lugar a los siguientes casos particulares, que se presenta en la tabla 2.1:

Tipo de modelo	Condición	Estructura resultante
Modelo ARX	$F(q^{-1})=D(q^{-1})=C(q^{-1})=1$	$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1}) \cdot u(t) + e(t)$
Modelo Output Error (OE)	$C(q^{-1})=D(q^{-1})=A(q^{-1})=1$	$y(t) = \frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})} \cdot u(t) + e(t)$
Modelo ARMAX	$F(q^{-1})=D(q^{-1})=1$	$A(q^{-1}) \cdot y(t) = B(q^{-1}) \cdot u(t) + C(q^{-1}) \cdot e(t)$
Modelo Box Jenkins (BJ)	$A(q^{-1})=1$	$y(t) = \frac{B(q^{-1})}{F(q^{-1})} \cdot u(t) + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})} \cdot e(t)$

Tabla 2.1 Estructuras de modelos paramétricos.

En la figura 2.14 se muestra el diagrama de bloques equivalente para cada uno de los modelos anteriores.

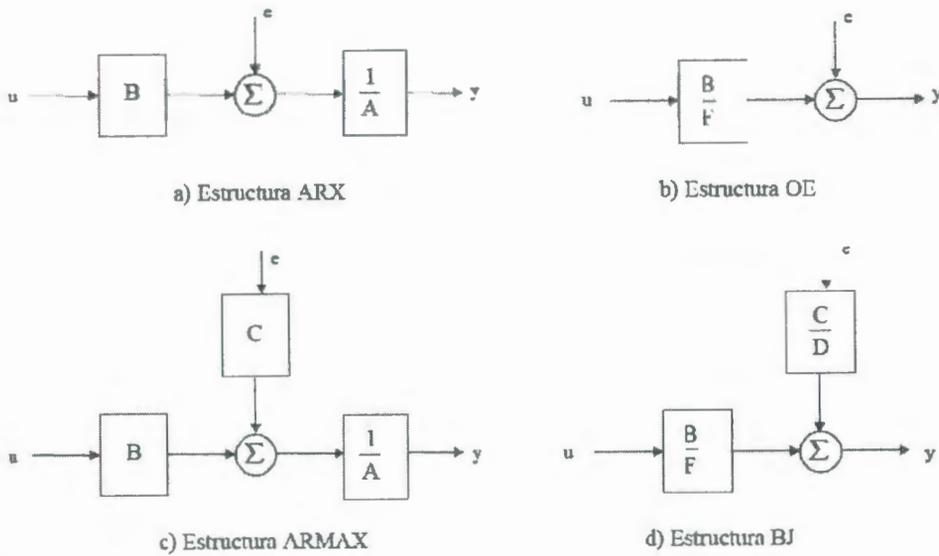


Figura 2.14 Diagramas de bloques de las diferentes estructuras.

La anulación de alguno de los polinomios, resultando estructuras simplificadas, facilita el proceso de ajuste de parámetros. Cada una de las estructuras (ARX, ARMAX, OE o BJ) tiene sus propias características y debe ser elegida fundamentalmente en función del punto en el que se prevé que se añade el ruido en el sistema. En cualquier caso, puede ser necesario ensayar con varias estructuras y con varios órdenes dentro de una misma estructura hasta encontrar un modelo satisfactorio.

2.5.6.8 Métodos para el ajuste de parámetros.

Una vez elegida la estructura del modelo (tanto el tipo - ARX, ARMAX, BJ, OE...- como los órdenes de cada polinomio), es necesario determinar el valor de los parámetros del mismo que ajustan la respuesta del modelo a los datos de entrada - salida experimentales. Es importante destacar, sin embargo, que esta etapa del proceso de identificación se ve facilitada por la existencia de herramientas software que proporcionan diferentes algoritmos para el ajuste de parámetros. Una de estas herramientas es el *Toolbox de Identificación* de Matlab.

Existen varios métodos o criterios para realizar este ajuste de parámetros, entre los que cabe destacar el método de mínimos cuadrados y el de variables instrumentales.

- **Errores de predicción o residuos de un modelo.**

Todo modelo matemático es capaz de predecir el valor de la salida del sistema en función de las entradas y salidas en instantes anteriores. Se llama error de predicción $e(t,q)$ a la diferencia entre la salida estimada por el modelo y la salida real del sistema en un determinado instante de tiempo:

$$\varepsilon(t, \theta) = y(t) - y_e(t, \theta) \quad (\text{Ec. 2.45})$$

Donde $y_e(t, q)$ es la salida estimada por el modelo en el instante t .

- **Regresión lineal.**

Se dice que una estructura posee regresión lineal cuando la salida estimada puede expresarse como:

$$y_e(t, \theta) = \varphi^T(t) \cdot \theta \quad (\text{Ec. 2.46})$$

Donde $\varphi^T(t)$ es un vector columna formado por las salidas y entradas anteriores (conocido como *vector de regresión*), y θ es el vector de parámetros del modelo.

El modelo ARX es un claro ejemplo de estructura con regresión lineal, definiendo:

$$\begin{aligned} \theta &= [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{na} \ b_1 \ \dots \ b_{nb}]^T \\ \varphi^T(t) &= [-y(t-1) \ \dots \ -y(t-na) \ u(t-nk) \ \dots \ u(t-nk-nb+1)] \end{aligned} \quad (\text{Ec. 2.47})$$

- **Método de mínimos cuadrados (LSE).**

Aplicando los criterios fijados en los dos apartados anteriores, la expresión del error de predicción es:

$$\varepsilon(t, \theta) = y(t) - \varphi^T(t) \cdot \theta \quad (\text{Ec. 2.48})$$

Se define la siguiente función del error:

$$V_N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \frac{1}{2} \cdot [y(t) - \varphi^T(t) \cdot \theta]^2 \quad (\text{Ec. 2.49})$$

A esta función se la conoce como criterio de mínimos cuadrados para una regresión lineal.

Existe un valor de θ que minimiza la función anterior y que constituye la *estimación del modelo por mínimos cuadrados*:

$$\theta_{LSE} = \text{sol} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varphi^T(t) \cdot [y(t) - \varphi^T(t) \cdot \theta] = 0 \right\} \quad (\text{Ec. 2.50})$$

Para este vector de parámetros, la función de error V_N toma su valor mínimo, siendo éste la *función de pérdidas* del modelo estimado.

Una variante del método anterior, conocido como *Criterio de Akaike* consiste en minimizar otra función de pérdidas distinta a la anterior, que puede obtenerse a partir de ésta del siguiente modo:

$$V_{AIC}(\theta) = V_N(\theta) \cdot \left(1 + 2 \frac{d}{N} \right) \quad (\text{Ec. 2.51})$$

Siendo d el número de parámetros del modelo y N el número de muestras de los datos de entrada-salida utilizados para su identificación.

- **Método de variables instrumentales.**

Mediante este método, el vector de parámetros debe cumplir la relación:

$$\theta_{LV} = \text{sol} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \xi(t) \cdot [y(t) - \varphi^T(t) \cdot \theta] = 0 \right\} \quad (\text{Ec. 2.52})$$

Donde los elementos del vector $x(t)$ son las llamadas *variables instrumentales*, que resultan de aplicar algún tipo de filtro lineal al vector de regresión lineal $j^T(t)$. Este método es en realidad una generalización del método de mínimos cuadrados, que proporciona mejores resultados en aquellos casos en que existe algún tipo de correlación entre el ruido y la salida del sistema.

2.5.6.9 Consideraciones prácticas sobre identificación.

En esta parte del trabajo de investigación se revisan algunas consideraciones a tener a cuenta durante el proceso de identificación.

- **De la obtención de los datos.**

El primer paso dentro del proceso de identificación es realizar algún tipo de experimento sobre el sistema bajo estudio para obtener los datos de entrada-salida que servirán de base para la obtención del modelo final.

Para que el proceso de identificación sea satisfactorio, es necesario que los datos utilizados para tal fin contengan información significativa sobre el sistema. Esto implica un cuidadoso diseño del experimento de adquisición de datos, debiéndose tomar una serie de decisiones respecto a las señales que deben ser medidas, el periodo de muestreo a utilizar, el tipo de entrada más adecuada, el número de datos a almacenar, etc.

- **Elección de las señales a medir:**

La primera decisión es qué señales se deben registrar (mediante algún tipo de sistema de adquisición y el correspondiente sistema de almacenamiento de datos), y qué señales deben ser manipuladas para excitar al sistema durante el experimento. Se debe tener en cuenta que pueden existir señales que, aunque afecten a la evolución de la salida, no pueden considerarse como entradas debido a la imposibilidad

de actuar sobre ellas. En el caso de que estas señales puedan ser medidas, pueden considerarse también como entradas al sistema (midiéndose sus valores durante el experimento). En caso contrario, deben ser consideradas como perturbaciones.

- **Elección del tipo de entrada o entradas.**

La o las entradas al sistema deben ser cuidadosamente elegidas de forma que los datos recogidos proporcionen toda la información posible sobre el sistema. A este respecto, conviene tener en cuenta los siguientes aspectos:

- ✓ La señal de entrada debe contener el mayor número de frecuencias posibles. Por ejemplo, una señal senoidal pura no es adecuada en un experimento de identificación, puesto que sólo se obtendrá la respuesta del sistema para la frecuencia de dicha señal. Por el contrario, las señales escalonadas (con cambios bruscos) son muy utilizadas, puesto que contienen un espectro suficientemente amplio de frecuencias.
- ✓ Para sistemas lineales, basta con utilizar dos niveles de entrada, preferiblemente barriendo todo el rango de variación permitido. En este tipo de sistemas se suelen utilizar señales binarias de duración aleatoria conocidas como señales binarias aleatorias figura 2.15



Figura 2.15 Señal binaria aleatoria.

- ✓ Si se sabe que el sistema va a trabajar preferentemente en torno a un determinado punto de trabajo, es conveniente realizar el registro de datos en ese mismo entorno. Este aspecto adquiere especial importancia si el sistema no es lineal.

- **Elección del periodo de muestreo.**

La elección del periodo de muestreo está directamente relacionada con las constantes de tiempo del sistema, y tiene una influencia decisiva en el experimento de identificación. Así, un periodo de muestreo muy pequeño puede llevar a la obtención de datos redundantes, que no aportan información sobre el sistema, mientras que un periodo de muestreo demasiado grande provoca grandes dificultades a la hora de identificar la dinámica del sistema.

Una regla comúnmente usada consiste en escoger una frecuencia de muestreo alrededor de diez veces el ancho de banda del sistema. Esto corresponde aproximadamente a

muestrear en torno a cinco u ocho valores del tiempo de subida de la respuesta al escalón del sistema.

- **Elección del número de muestras a tomar.**

En principio, cuanta más información se tenga sobre el sistema, más exacto será el proceso de identificación. En la práctica, el número de muestras a recoger durante el experimento de identificación viene limitado por la capacidad del dispositivo de memoria utilizado. Por tanto, es importante llegar a un buen compromiso en la elección del periodo de muestreo y el número de muestras a tomar.

2.5.6.10 Del pre tratamiento de los datos.

Los datos registrados pueden tener deficiencias que implican efectos devastadores en el resto del proceso de identificación, como son las siguientes:

- Presencia de perturbaciones de alta frecuencia, por encima de las frecuencias de interés en la respuesta del sistema.
- Datos claramente erróneos, producidos por fallos en el hardware o software utilizados en el experimento de recogida de muestras.

- Desviaciones, desplazamientos o perturbaciones de baja frecuencia.

La forma adecuada, para tratar cada una de estas deficiencias y conseguir unos datos adecuados para el proceso de identificación se describe en los siguientes pasos.

- **Eliminación de perturbaciones de alta frecuencia.**

Estas perturbaciones se producen por fuentes de ruido ajenas al sistema y pueden ser evitadas mediante una correcta elección del período de muestreo. Si, tras el experimento, se observa que el período de muestreo escogido era innecesariamente pequeño, se puede recurrir al diezmado de los datos, para evitar repetir el experimento con un período de muestreo mayor.

- **Eliminación de datos erróneos.**

Estos datos suelen presentarse de forma aislada, pero pueden tener un efecto muy negativo en el proceso de identificación. Por tanto, es fundamental eliminarlos antes de iniciar el proceso. Esto se realiza generalmente manualmente, eliminando dicho dato y aproximando su nuevo valor mediante interpolación. Para aplicaciones más avanzadas, existen

algoritmos de detección de fallos que permiten corregir estos datos de forma casi automática.

2.5.6.11 De la conversión de modelos no paramétricos a paramétricos.

Los modelos no paramétricos se basan siempre en la obtención de la respuesta transitoria o en frecuencia del sistema que, si bien pueden utilizarse directamente para el diseño de controladores, no sucede lo mismo para simulación. Si se desea simular dichos modelos, es necesario obtener una aproximación paramétrica de los mismos.

La señal más simple que puede utilizarse para el análisis del transitorio es, sin duda, la función escalón. La respuesta de un sistema simple a la señal escalón puede aproximarse generalmente mediante uno de los tres siguientes modelos paramétricos en el dominio continuo:

- Modelo de primer orden con retardo:

$$G(s) = \frac{A}{\tau \cdot s + 1} \cdot e^{-Ls} \quad (\text{Ec. 2.53})$$

- Modelo de segundo orden sobre amortiguado con retardo.

$$G(s) = \frac{A}{(\tau_1 \cdot s + 1)(\tau_2 \cdot s + 1)} \cdot e^{-Ls} \quad (\text{Ec. 2.54})$$

- Modelo de segundo orden subamortiguado con retardo:

$$G(s) = \frac{A}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi s}{\omega_n} + 1} \cdot e^{-Ls} \quad (\text{Ec. 2.55})$$

Donde ξ es el coeficiente de amortiguamiento y ω_n la frecuencia natural del sistema.

La elección de uno u otro de los modelos anteriores depende de la forma de la respuesta transitoria y del grado de precisión que se desea en el ajuste. Los modelos del tipo de primer orden con retardo pueden utilizarse en procesos simples u otros más complejos si no se desea un alto grado de exactitud. Los modelos de segundo orden sobre amortiguado con retardo pueden usarse prácticamente en muchos casos salvo en procesos cuya respuesta es francamente oscilatoria. Y los últimos están destinados al caso de procesos oscilatorios y también en algunos casos de procesos sobre amortiguado en los que se logra un mejor ajuste que con un modelo del tipo sobre amortiguado.

2.5.6.12 De la validación del modelo.

En todo proceso de identificación es conveniente probar varias estructuras y diferentes órdenes dentro de cada estructura hasta dar con el modelo que mejor se ajuste a los datos obtenidos experimentalmente de la planta real. En definitiva, se trata de determinar cuándo un determinado modelo es lo suficientemente exacto para la aplicación requerida, proceso que se conoce habitualmente como *validación del modelo*.

En general, la mayoría de los métodos de validación tratan de determinar si la respuesta del modelo se ajusta con suficiente exactitud a los datos de entrada-salida obtenidos mediante experimentación. A continuación se exponen algunos criterios típicos a la hora de descartar o elegir unos modelos respecto a otros.

a) Validación en base a la aplicación del modelo.

Puesto que en la práctica es imposible determinar si un modelo responde exactamente al comportamiento de un sistema real, suele ser suficiente comprobar que el modelo es capaz de resolver el problema para el cual ha sido hallado (simulación, predicción, diseño de un controlador, etc.). Así, por ejemplo, si el controlador que ha sido ajustado por medio del modelo da buen resultado sobre el sistema real, se puede asegurar que el modelo era 'válido' para esta aplicación.

b) Comprobación de parámetros físicos.

Para una determinada estructura que haya sido parametrizada en función de magnitudes físicas, un método importante de validación consiste en comparar el valor estimado de dichos parámetros y el que sería de esperar mediante el conocimiento previo que se tiene de la planta.

c) Coherencia con el comportamiento de entrada-salida.

Para determinar si el comportamiento de entrada-salida está suficientemente caracterizado, puede ser necesario recurrir a diferentes métodos de identificación y comparar los resultados obtenidos. Por ejemplo, comparando los diagramas de Bode de los modelos obtenidos mediante identificación paramétrica de diferentes estructuras, por el método de variables instrumentales y por análisis espectral, se puede determinar si la dinámica del sistema ha quedado suficientemente caracterizada.

d) Reducción del modelo.

Un procedimiento para determinar si un modelo proporciona una descripción simple y apropiada de un sistema consiste en aplicarle algún método de reducción de modelos. Si una reducción en el orden del modelo no produce alteraciones

apreciables en el comportamiento de entrada-salida del mismo, entonces el modelo original era innecesariamente complejo.

e) Intervalos de fiabilidad de parámetros.

Otro método para determinar si el modelo bajo estudio contiene demasiados parámetros consiste en comparar los parámetros estimados con su desviación estándar. Si el intervalo de confianza de un parámetro contiene el valor cero, se debe considerar la posibilidad de eliminar dicho parámetro.

f) Simulación

Un procedimiento muy habitual que puede ser considerado como otra técnica de validación de modelos consiste en simular el modelo con un conjunto de entradas distintas a las utilizadas para identificación, y comparar la respuesta del modelo con la obtenida del sistema real.

2.5.6.13 Identificación recursiva.

En determinadas ocasiones puede ser necesario estimar los parámetros de un modelo a la vez que se reciben los datos de entrada-salida del mismo, como sucede en los sistemas de control adaptativo. Esto permite actualizar los parámetros del modelo en el

caso de que se produzcan variaciones en la planta. Este tipo de algoritmos se conocen como *métodos de identificación recursiva*.

Un algoritmo de identificación recursiva típico es el siguiente:

$$\theta(t) = \theta(t-1) + K(t) \cdot (y(t) - y_e(t)) \quad (\text{Ec. 2.56})$$

Donde $\theta(t)$ es el vector de parámetros estimado en el instante t , $y(t)$ la salida real del sistema en dicho instante de tiempo, $y_e(t)$ la salida estimada con los parámetros actuales, y $\theta(t-1)$ el vector de parámetros del modelo en el instante de tiempo anterior. De esta forma, $K(t)$ determina el modo en que el error de predicción $y(t) - y_e(t)$ afecta en la actualización on-line de los parámetros del modelo. Generalmente $K(t)$ se elige del siguiente modo:

$$K(t) = Q(t) \cdot \psi(t) \quad (\text{Ec. 2.57})$$

Donde $\psi(t)$ representa el gradiente de la salida estimada respecto al vector de parámetros $y_e(t)$. Por otro lado, la matriz $Q(t)$ puede ser escogida según diferentes criterios, dando lugar a diferentes métodos de adaptación.

2.5.7 Control Digital.

El control automático no se habría podido desarrollar sin un paso previo dado por los controladores con la aparición de los computadores digitales los que abrieron un campo muy amplio de avance.

Hasta el surgimiento de los sistemas digitales el único elemento de cálculo con que contaba la Ingeniería de Control eran los computadores analógicos electrónicos. Lo mismo ocurría con la implementación de los reguladores. Estos se construían con elementos analógicos mecánicos, neumáticos o electrónicos.

Pero el desarrollo de la electrónica y de los computadores digitales llevó a cambiar rápidamente la concepción. Los primeros computadores digitales fueron usados en sistemas de control de procesos extremadamente complejos. Con la reducción constante de los precios y tamaño, hoy se implementan reguladores digitales individuales por lazo de control.

Los computadores digitales son usados también como herramienta para el análisis y diseño de los sistemas automatizados.

2.5.7.1 Características del control digital.

- No existe límite en la complejidad del algoritmo. Cosa que sí sucedía anteriormente con los sistemas analógicos.
- Facilidad de ajuste y cambio. Por el mismo motivo anterior un cambio en un control analógico implica, en el mejor de los casos, un cambio de componentes si no un cambio del controlador completo.
- Exactitud y estabilidad en el cálculo debido a que no existen derivas u otras fuentes de error.
- Uso del computador con otros fines (alarmas, archivo de datos, administración, etc.)
- Costo vs número de lazos. No siempre se justifica un control digital ya que existe un costo mínimo que lo hace inaplicable para un número reducido de variables.
- Tendencia al control distribuido o jerárquico. Se ha pasado de la idea de usar un único controlador o computador para toda una planta a la de distribuir los dispositivos inteligentes por variable o grupos de estas e ir formando estructuras jerárquicas.

En cuanto a la arquitectura de un lazo de control es de la forma en que lo muestra la figura 2.16. El proceso en la mayoría de los casos es continuo, es decir se lo debe excitar con una señal continua y genera

una salida continua. Esta señal, como en cualquier lazo de control es sensada por algún dispositivo que a su vez entrega una señal continua proporcional a la magnitud medida. Por otra parte está el computador que solo trabaja con valores discretos. Para compatibilizar ambos existen dos elementos: el CDA y el CAD que realizan la conversión de magnitudes.

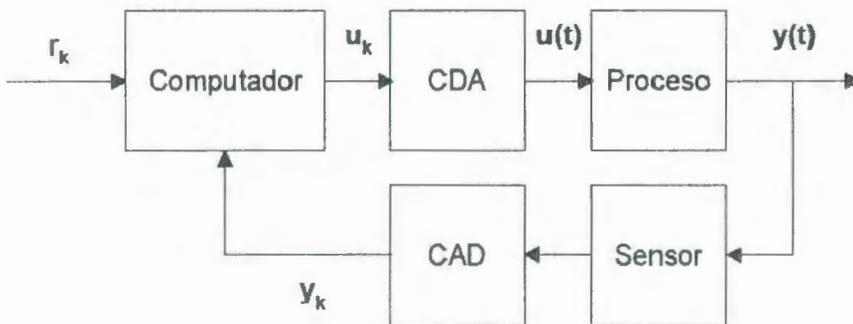


Figura 2.16. Estructura de un lazo de control digital.

2.5.7.2 Dependencia del tiempo.

Supóngase la implementación de un simple regulador de primer orden usando un CAD, un computador digital y un CDA. La ecuación diferencial de primer orden es aproximada a una ecuación en diferencias de primer orden. La respuesta al escalón se muestra en la figura 2.17.

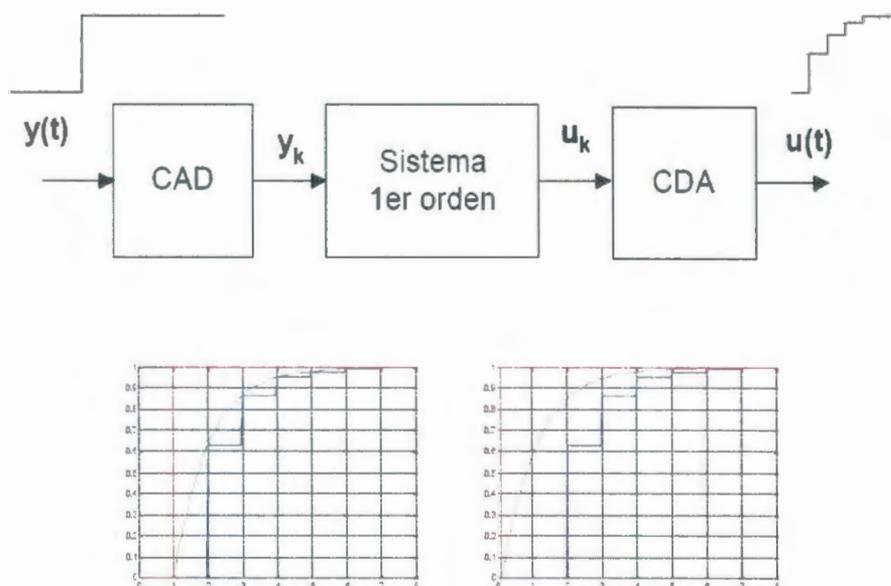


Figura 2.17 Respuesta al escalón de un regulador de primer orden.

Se observa que no es independiente del momento en que se aplica la entrada. Si la entrada es retardada la salida es igualmente retardada solo si el retardo es múltiplo del período de muestreo.

Esto es así debido a la existencia del reloj de muestreo. Un sistema controlado con computador y muestreado con un período de muestreo fijo es un sistema periódico. Este efecto se puede reducir eligiendo un pequeño período de muestreo. O sea que es necesario considerar el muestreo al estudiar estos sistemas.

2.5.7.3 Armónicas superiores.

Si se aplica una onda senoidal a un sistema estable, lineal e invariante, después de un transitorio, su salida es senoidal y de igual frecuencia que la entrada. La figura 2.18 muestra el efecto.

Esto no es posible explicarlo con la teoría clásica, es necesario tener otras herramientas para su análisis.

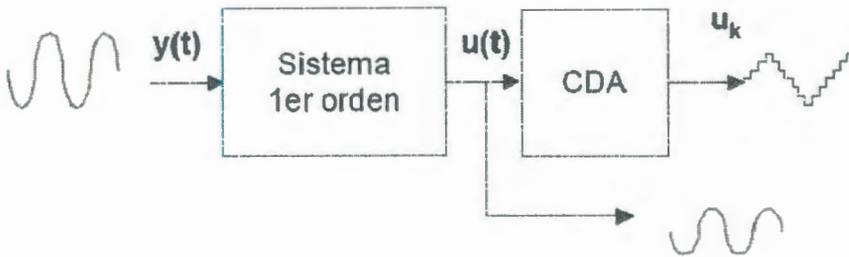


Figura 2.18 Sistema de primer orden con entrada senoidal.

2.5.7.4 Control proporcional integral derivativo.

Actualmente el controlador Proporcional Integral Derivativo PID, se utiliza en forma analógica y digital en un 90-95% en aplicaciones industriales, para resolver problemas de control de diferentes maneras. Un controlador del tipo PID está constituido principalmente por las acciones proporcional, integral y derivativa. Podemos referirnos a la estructura del sistema de la figura 2.19, donde $m(k)$ es la acción del controlador PID discreta, la cual actúa sobre la señal del error $e(k)$, que

es la diferencia que hay entre la señal de entrada y la señal de salida del sistema, las cuales son discretas y para determinar la acción de control discreta se obtiene a partir de la acción analógica, como se muestra en la ecuación 2.56.

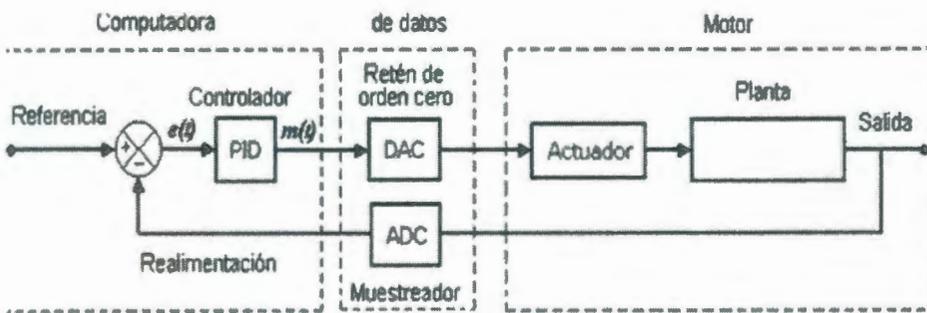


Figura 2.19. Estructura de un controlador PID digital.

$$m(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_D d \frac{e(t)}{dt} \quad (\text{Ec. 2.58})$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación 2.56 podemos obtener la función de transferencia del compensador PID que es:

$$G_C(s) = \frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_D \right) \quad (\text{Ec. 2.59})$$

Las constantes K_p , T_i y T_D son los parámetros del controlador, donde K_p es la ganancia proporcional, T_i es el tiempo integral, T_D es el tiempo derivativo. La ecuación 2.57 se la puede escribir de la siguiente forma:

$$G_C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s} \quad (\text{Ec. 2.60})$$

Donde K_P es la ganancia proporcional, K_I es la ganancia integral y K_D es la ganancia derivativa y son llamadas ganancias del controlador.

El valor Proporcional determina la reacción del error actual. El Integral genera una corrección proporcional a la integral del error, esto nos asegura que aplicando un esfuerzo de control suficiente, el error de seguimiento se reduce a cero. El Derivativo determina la reacción al cambio del error producido.

Existen diferentes formas de integrar una función numéricamente, se propone utilizar la integración hacia atrás, cuya ecuación en el dominio de z es:

$$D_I(z) = K_I \frac{T}{z-1} \quad (\text{Ec. 2.61})$$

En donde T es el tiempo de muestreo.

Así mismo necesitamos derivar la función del error $e(t)$; para esto nos auxiliamos de la ecuación (2.60) que es el método más común para aproximar la derivada de $e(t)$ en $t = T$ y que origina una función de transferencia físicamente realizable. La ecuación es:

$$\left. \frac{de(t)}{dt} \right|_{t=T} = \frac{e(KT) - e[(K-1)T]}{T} \quad (\text{Ec. 2.62})$$

Transformando a z los dos lados de la igualdad e incluyendo la constante derivativa K_D , la función de transferencia del controlador digital derivativo es:

$$D_D(z) = K_D \frac{z-1}{Tz} \quad (\text{Ec. 2.63})$$

De acuerdo con la ecuación 2.58 un controlador PID está formado por una parte proporcional, una integral y una derivativa. Aplicando la transformada en z se tiene que el controlador digital es:

$$G_C(z) = K_P + D_I(z) + D_D(z) \quad (\text{Ec. 2.64})$$

Podemos sustituir las ecuaciones 2.59 y 2.61 en la ecuación 2.62 de tal forma que se pueda obtener las tres partes del controlador.

$$G_C(z) = K_P + K_I \frac{T}{z-1} + K_D \frac{z-1}{Tz} \quad (\text{Ec. 2.65})$$

$$G_C(z) = \frac{(K_P T + K_D)z^2 + (K_I T^2 - K_P T - 2K_D)z + K_D}{zT(z-1)}$$

La ecuación se puede factorizar de tal forma que se expresa:

$$G_C(z) = \frac{K_D(z+z_1)(z+z_2)}{z(z-1)} \quad (\text{Ec. 2.66})$$

$$K_p = Kd(z_1 + z_2) \quad (\text{Ec. 2.67})$$

$$K_I = Kd(z_1 * z_2) \quad (\text{Ec. 2.68})$$

Capítulo 3.

Diseño e implementación del Controlador para la recarga de la batería durante la fase del frenado.

En el presente capítulo se analiza el diseño e implementación del control para el motor durante la situación frenado regenerativo.

Es importante manifestar que diseño del controlador es implementado mediante software para eso utilizamos Microbasic para dsPic y mediante una lógica programación adaptamos al dispositivo 30F4011 cumpliendo con todos los requerimientos de diseño de un controlador del tipo digital que es el que vamos a utilizar.

Para el adecuado funcionamiento del controlador PID se necesita:

- Un sensor, que determine el estado del sistema.
- Un controlador, que genere la señal que gobierna al actuador.
- Un actuador, que modifique al sistema de manera controlada.

El sensor proporciona una señal digital al controlador, la cual representa el punto actual en el que se encuentra el proceso o sistema. La señal puede representar ese valor en tensión eléctrica.

El controlador lee una señal externa que representa el valor que se desea alcanzar. Esta señal recibe el nombre de punto de consigna (o punto de referencia), la cual es de la misma naturaleza y tiene el mismo rango de valores que la señal que proporciona el sensor.

El controlador resta la señal de punto actual a la señal de punto de consigna, obteniendo así la señal de error, que determina en cada instante la diferencia que hay entre el valor deseado y el valor medido.

La señal de error es utilizada por cada uno de los elementos que forman parte de un controlador PID que fueron nombrados en el capítulo anterior; y se obtienen 3 señales que al ser sumadas se obtiene la señal de salida que el controlador va a utilizar para contrastar al motor.

3.1 Especificaciones técnicas del sistema a controlarse.

El sistema se compone de un motor el cual estará monitoreado por un encoder fijado en el eje del mismo, que permite tomar dos lecturas realizadas en dos sensores emisor-receptor del tipo infrarrojo los

cuales detectan la posición y la dirección del motor la variable a controlar es el desplazamiento figura 3.1.



Figura 3.1 Sistema del motor encoder.

El material utilizado para la construcción del encoder es plástico con la forma de un disco que presenta la estructura visual que se ven en la figura 3.2, el desfaseamiento se produce cada 90 grados lo cual nos proporciona la dirección.

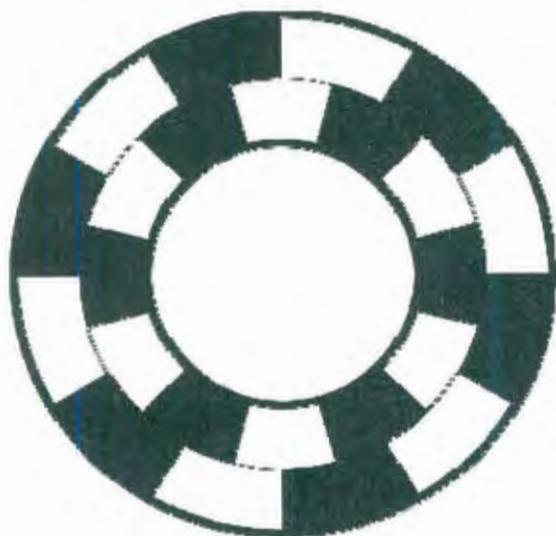


Figura 3.2. Representación gráfica del encoder.

Para el diseño del controlador es muy necesario y técnico manejarlo por bloques o etapas ya que se van a aplicar varias técnicas, manejos de software y herramientas de comunicación las cuales se observan en la figura 3.3.

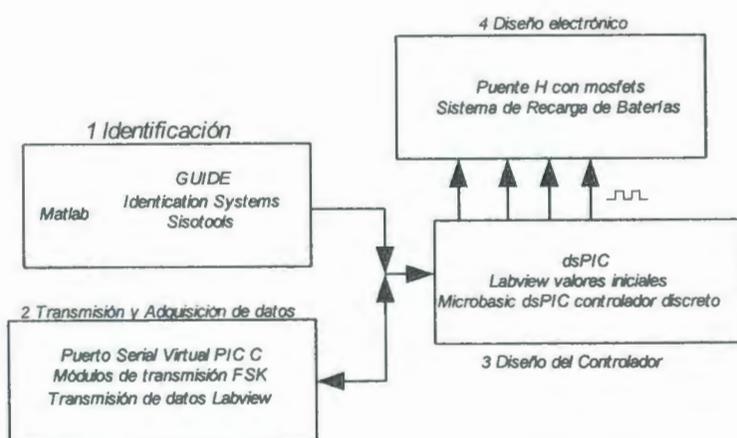


Figura 3.3 Etapas para el diseño del controlador.

A todo el sistema se lo divide en la identificación, transmisión, adquisición, el diseño del controlador en dsPic y por último diseño electrónico, a continuación se detalla cada una de estas etapas, los elementos, software que las componen y su función dentro del sistema.

3.2 Etapa de identificación.

Esta etapa se encarga de realizar la identificación de la planta (motor) en lazo abierto para obtener sus respectivos datos de entrada con el propósito de conseguir su función de transferencia. Este proceso es autónomo y enlaza a dos programaciones, la de matlab (GUIDE e identificación) con la del dsPic; para describirla de una mejor manera se presenta el diagrama de bloques figura 3.4.

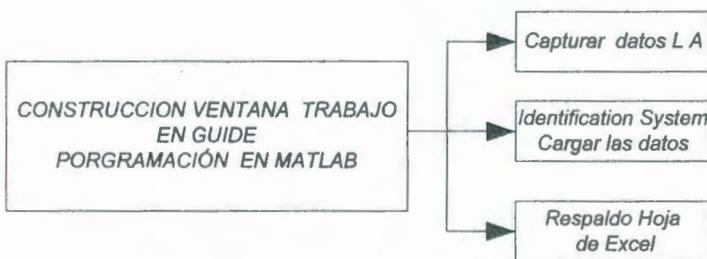


Figura 3.4 Diagrama de bloques de la etapa de Identificación.

Para el desarrollo de esta etapa, se utilizan herramientas propias de matlab, tales como el GUIDE (interfaz gráfica de usuario en Matlab), identificación toolbox y por último el sisotools.

3.2.1 Interfaz gráfica de usuario GUIDE de matlab.

GUIDE es un entorno de programación visual disponible en MATLAB para realizar y ejecutar programas de simulación. Tiene las características básicas de todos los programas visuales como Visual Basic o Visual C++.

Para iniciar un proyecto lo hacemos de dos maneras:

- Ejecutando la siguiente instrucción en la ventana de comandos:

```
>> guide
```

- Haciendo un clic en el ícono que muestra la figura 3.5:

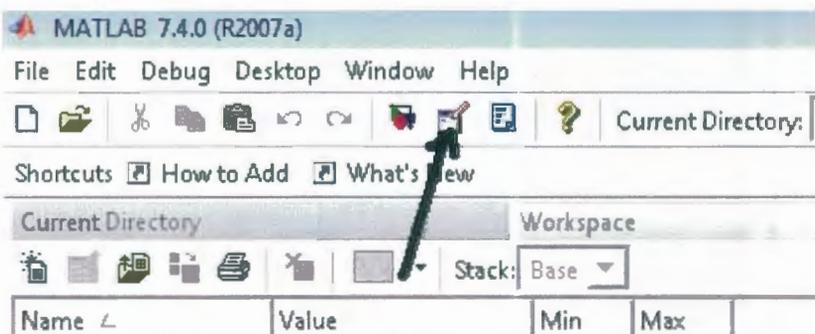


Figura 3.5. Icono del GUIDE

Una aplicación GUIDE consta de dos archivos: *.m* y *.fig*. El archivo *.m* es el ejecutable y el *.fig* la parte gráfica.

Todos los valores de las propiedades de los elementos (color, valor, posición, string) y los valores de las variables transitorias del programa se almacenan en una estructura, los cuales son accedidos mediante un único y mismo *puntero* para todos estos. El nombre del puntero se asigna en el encabezado del archivo *.m*.

Para nuestro sistema se presenta la pantalla diseñada en GUIDE figura 3.6, la cual muestra 3 botones; Capturar, Ident Sis y Hoja de cálculo; además se observa un casillero en donde se puede seleccionar el puerto de trabajo.

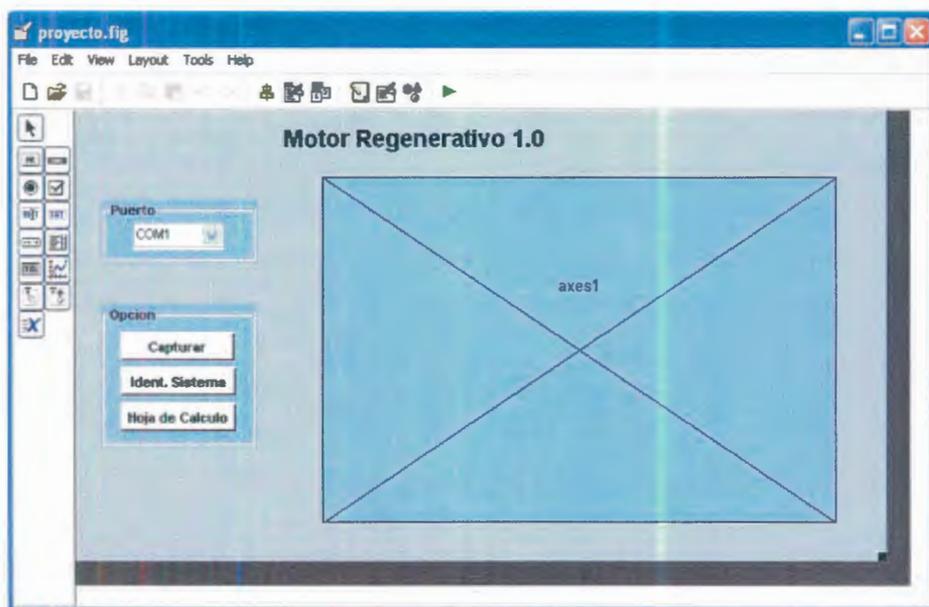


Figura 3.6 Pantalla diseñada en GUIDE.

Para la configuración y programación de los botones es importante manifestar que estos son controlados por el archivo `proyecto.m` cuya lógica es mostrada en la figura 3.7.

Al momento que se inicia el editor de texto (.m) automáticamente aparecen unas líneas de código que son propias de esta herramienta gráfica, éstas no deben ser borradas ni modificadas para obtener el funcionamiento adecuado de la aplicación. Las líneas de comando propio del matlab son mostradas en la figura 3.8.

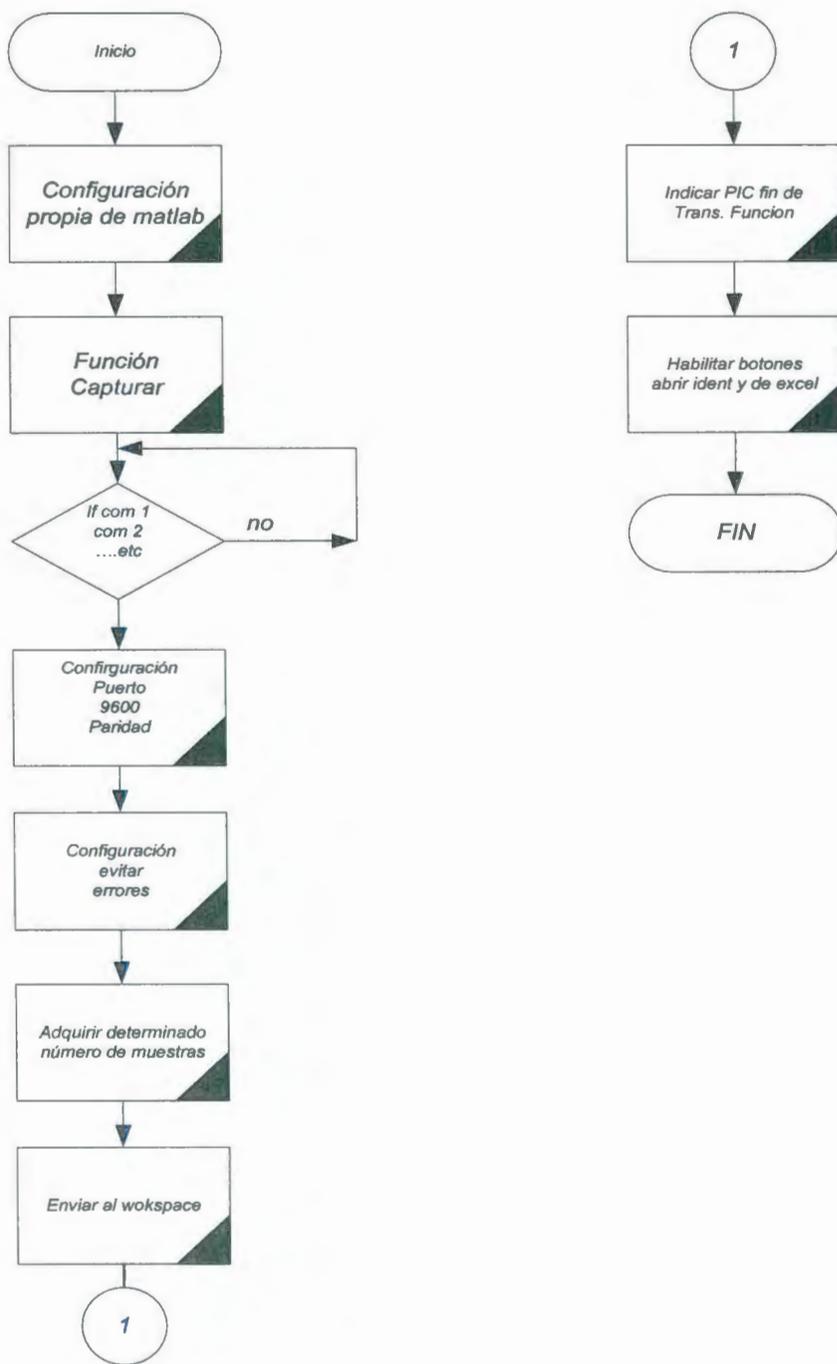


Figura 3.7 Diagrama de flujo de la programación de los botones

```

Editor - C:\Documents and Settings\Fanny\Escritorio\codigos\gui\proyecto.m
File Edit Text Go Cell Tools Debug Desktop Window Help
Stack:
- 1.0 + - 1.1 x
2  %*****
3  %***** Regenerativo 1 0 *****
4
5  %*****
6  function varargout = proyecto(varargin)
7 - gui_Singleton = 1;
8 - gui_State = struct( 'gui_Name',       mfilename, ...
9                     'gui_Singleton',  gui_Singleton, ...
10                    'gui_OpeningFcn', @proyecto_OpeningFcn, ...
11                    'gui_OutputFcn',  @proyecto_OutputFcn, ...
12                    'gui_LayerFcn',   [], ...
13                    'gui_Callback',   []);
14 - if nargin && ischar(varargin{1})
15 -     gui_State.gui_Callback = str2func(varargin{1});
16 - end
17 - if nargin
18 -     [varargout{1:nargout}] = gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
19 - else
20 -     gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});
21 - end
22 %*****
23
24 %*****
25 function proyecto_OpeningFcn(hObject, eventdata, handles, varargin)
26 - handles.output = hObject;
27 - guidata(hObject, handles);
28 - clc
29 %*****
30
31 %*****
32 function varargout = proyecto_OutputFcn(hObject, eventdata, handles)
33 - varargout{1} = handles.output;
34 %*****
proyecto / btnCapturar_Callback Ln 74 Col 1

```

Figura 3.8 Líneas de código propias de matlab.

Luego desarrollamos el resto de los pasos en donde el código es mostrado en la figura 3.9.

```

Editor - C:\Users\Ang Efrén Fernández\Desktop\gui\proyecto.m
File Edit Text Go Cell Tools Debug Desktop Window Help
Stack: Base
96
97 - disp('Comenzo tu adquisicion .... ');
98 - fprintf(SerPIC, '%s', 'IIII'); %enviar al PIC indicador de Funcion de Transferencia
99 - disp('iiii .....');
100 %deshabilitacion del boton de capturar, hoja de calculo, identificacion
101 - set(handles.btnCapturar, 'Enable', 'off');
102 - set(handles.btnExcel, 'Enable', 'off');
103 - set(handles.btnIdent, 'Enable', 'off');
104
105 %El for es usado para adquirir un número de muestras
106 - for i = 1:NUM_OF_CYCLE
107 -     try
108 -         RPH1(i) = fread(SerPIC, PACKET_SIZE, 'uint8'); %lee datos del COM
109 -         RPE2(i) = fread(SerPIC, PACKET_SIZE, 'uint8'); %lee datos del COM
110 -     catch
111 -         fclose(SerPIC);
112 -         disp('No hay datos para adquirir ');
113 -         break
114 -     end
115 %graficacion de los datos en tiempo real
116 - axes(handles.axes1);
117 - RPH3(1:i) = RPH1(1:i)*desplazamiento_RPM;
118 - plot(PERIOD:PERIOD:i*PERIOD, RPH3(1:i), 'r', LineWidth, 2.5);
119 - hold on;
120 - RPH4(1:i) = RPE2(1:i)*desplazamiento_RPM;
121 - plot(PERIOD:PERIOD:i*PERIOD, RPH4(1:i), 'b', LineWidth, 2.5);
122
123 %limites de la grafica
124 - ylim([0 250]);
125 - xlim([0 (PERIOD*NUM_OF_CYCLE)]);

```

Figura 3.9 Desarrollo de la aplicación GUI en .m

Al momento de ejecutar la aplicación se obtiene los datos en lazo abierto que se muestran en la figura 3.10 al igual estos datos se les puede guardar en una hoja de Excel.

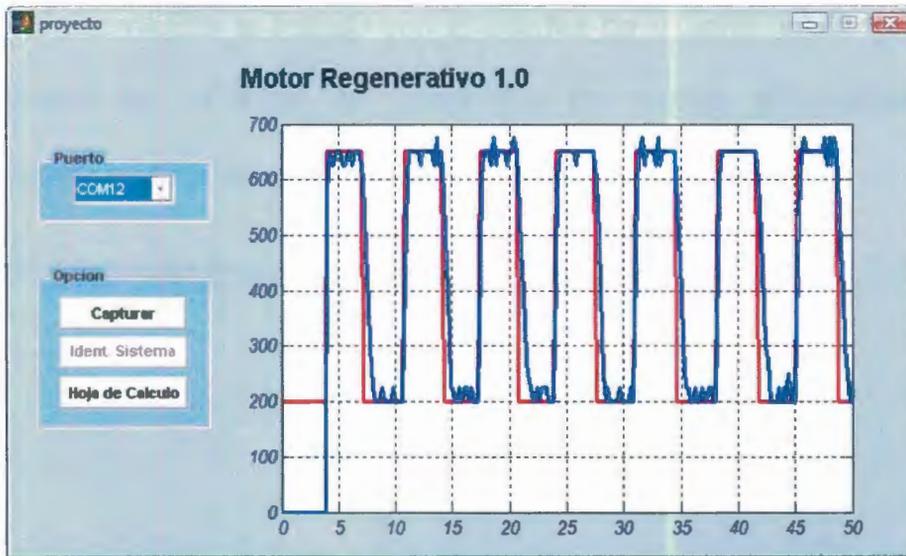


Figura 3.10. Obtención de los datos en lazo abierto.

3.3 Identificación toolbox de matlab.

El toolbox de identificación de sistemas permite construir modelos matemáticos de una dinámica de sistema basado en datos reales medidos. A partir de la versión 4.0 de Matlab el toolbox de identificación de sistemas proporcionan un interfaz gráfico de usuario para manejar, de forma prácticamente transparente al usuario, todas las funciones son manejadas sin necesidad de emplear líneas de comando para llamarlas.

Para comenzar el trabajo con el interfaz de usuario (GUI), basta con teclear en la línea de comandos de matlab la palabra `Ident` apareciendo la ventana que se muestra en la figura 3.11.

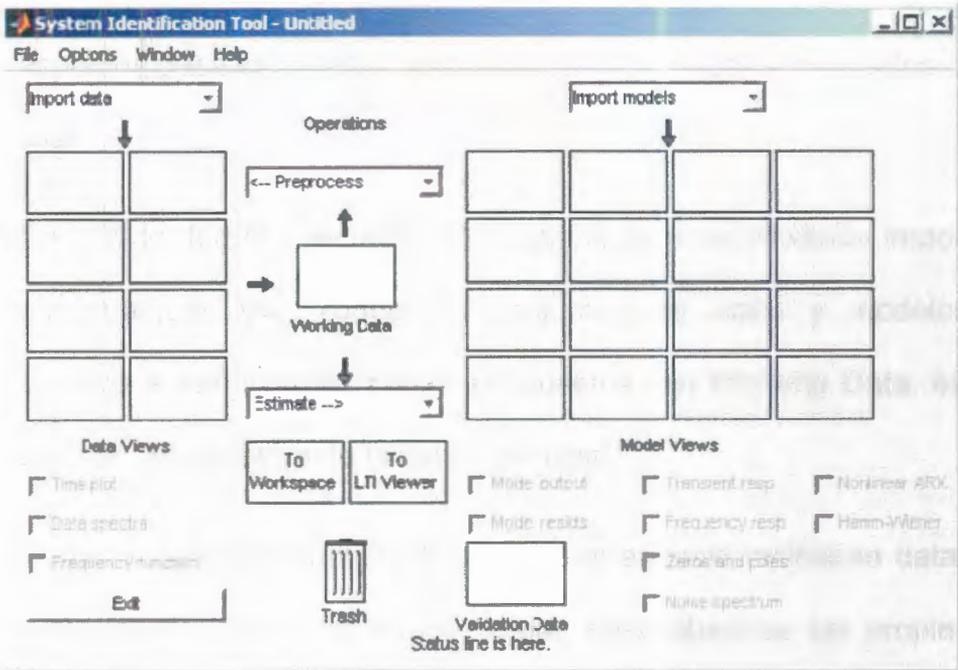


Figura 3.11. Ventana principal de la Interfaz de Usuario Ident.

La ventana principal se compone de tres partes. En el lado izquierdo se tiene un tablero de datos para la introducción de los conjuntos de datos sobre los cuales se trabajará. Los datos son introducidos en esta tabla abriendo una sesión salvada con anterioridad importándolos desde el workspace de matlab.

Luego poseen 8 espacios receptores de los datos. Estos espacios cargarán la información y lo indicarán por medio de un ícono. Para examinar los datos de forma gráfica están los visores de gráficos: Data Views y Models Views, por medio de botones se controlan los aspectos deseados del conjunto de datos o modelos marcados con un click.

En el lado derecho se tiene 16 espacios para los modelos importados por cualquier vía. Todos los conjuntos de datos y modelos son creados a partir de los conjuntos puestos en Working Data, espacio ubicado en el centro de la venta principal.

Para los datos de validación se tiene el espacio validation data en la parte inferior de la ventana principal. Para observar las propiedades del modelo se puede seleccionar los observadores de salida del modelo y residuos del modelo luego de tener en el espacio validation data el conjunto de datos de validación, todo lo descrito se puede observar en la figura 3.12.

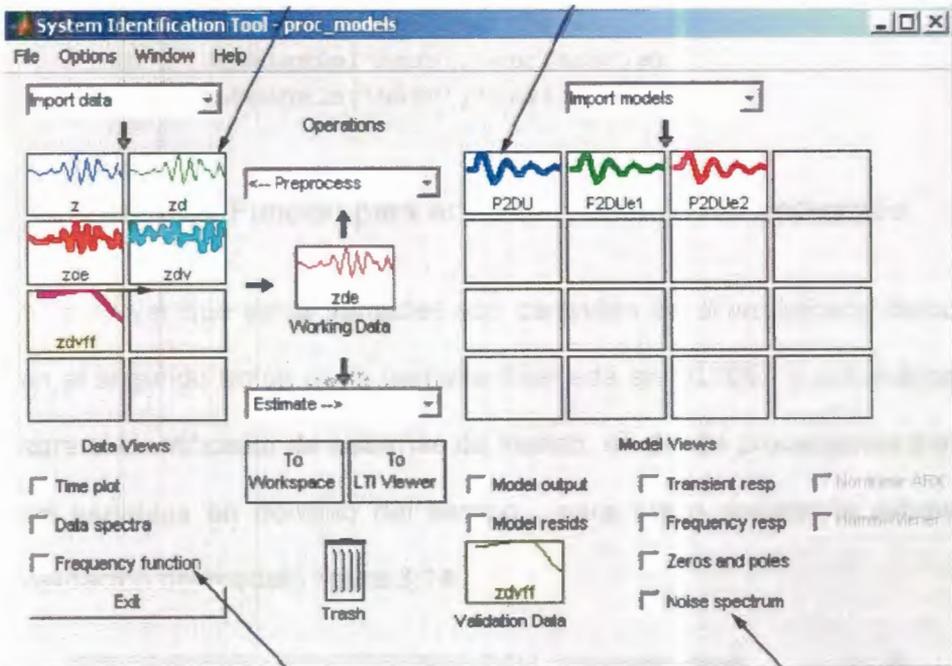


Figura 3.12. Vista de todas las funciones de la ventana principal GUI.

3.3.1 Proceso de identificación del sistema a controlar.

Una vez capturado los datos en lazo abierto del sistema, con la ayuda de la aplicación gráfica diseñada en el apartado anterior se obtienen dos variables Entrada y Salida, que automáticamente se cargan en el workspace de matlab, la función que se utiliza para lograr este procedimiento se muestra en la figura 3.13, esta función se encuentra dentro del programa proyecto.m mostrado anteriormente.

```

134     *funcion para enviarlas al workspace
135 -   assignin('base','entrada',a)
136 -   assignin('base','salida',b)
137

```

Figura 3.13. Función para enviar las variables al workspace.

Al observar que estas variables son cargadas en el workspace damos click en el segundo botón de la pantalla diseñada en GUIDE y automáticamente abre el identificador de sistemas de matlab, en donde procedemos a importar las variables en dominio del tiempo, para luego realizar la estimación y validación del modelo figura 3.14.

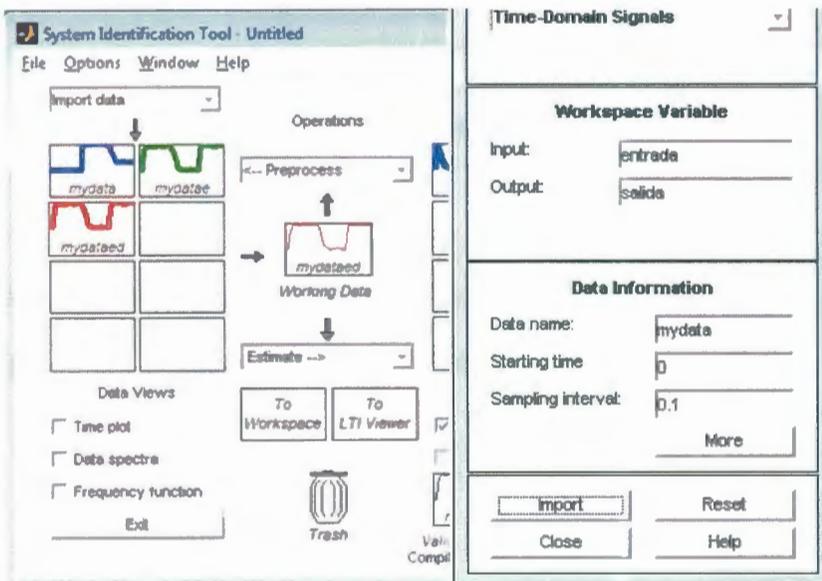


Figura 3.14 Variables entrada y salida en el Ident.

Una vez cargados los variables se las puede observar en la figura 3.15.



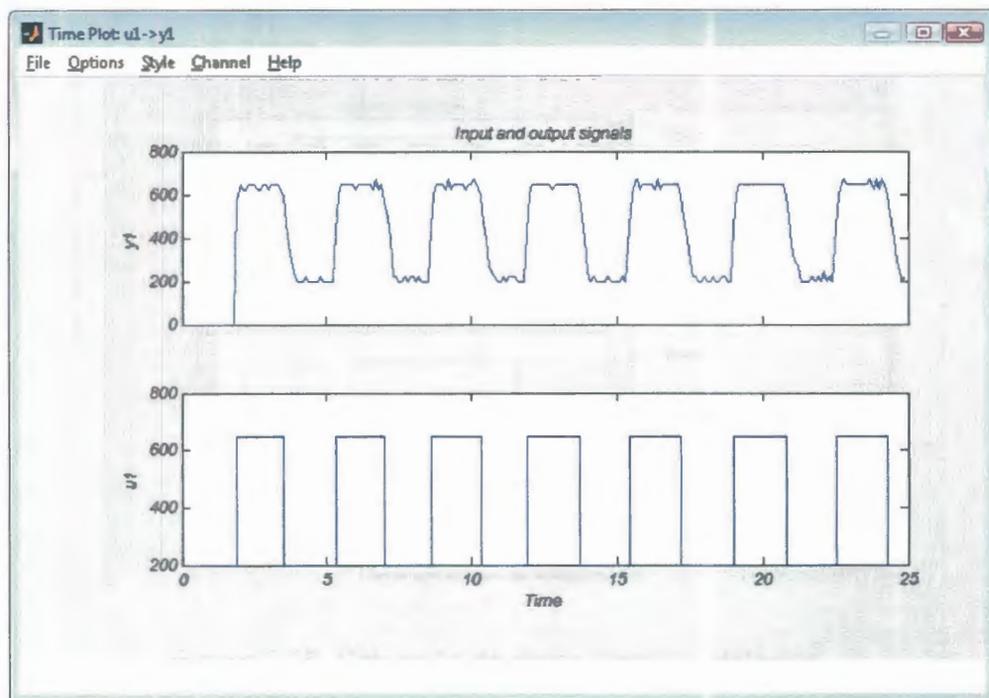


Figura 3.15. Variables de entrada y salida.

Luego se procede a realizar la selección de datos figura 3.16. Para posteriormente realizar la validación de los mismos.

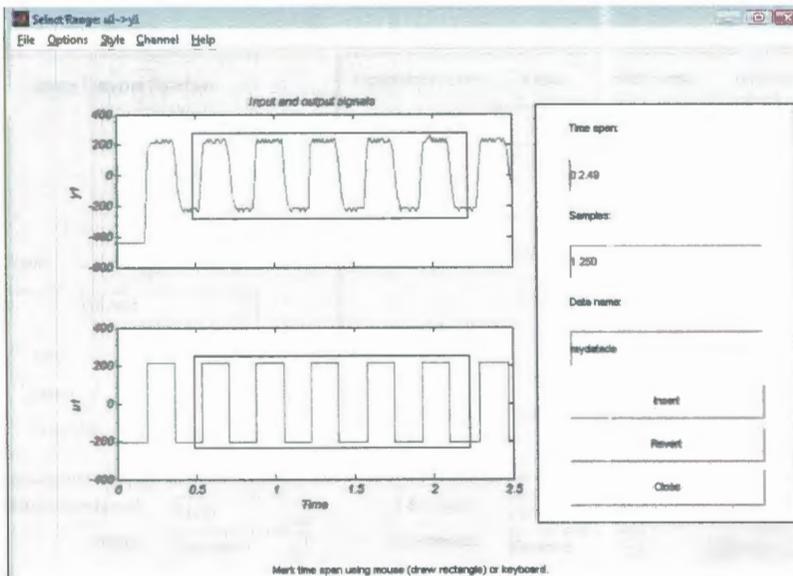


Figura 3.16. Selección de datos para la validación.

Una vez obtenidos los datos, procedemos a estimar con la opción Process Models, quitamos el retardo y colocamos un solo polo figura 3.17 y estimamos obteniendo una identificación con el 72.19% de aceptación figura 3.18.

Process Models

Model Transfer Function

$$\frac{K}{(1 + T_{p1} s)}$$

Poles:

Zero
 Delay
 Integrator

Parameter	Known	Value	Initial Guess	Bounds
K	<input type="checkbox"/>	1.02	Auto	[-Inf Inf]
Tp1	<input type="checkbox"/>	0.094329	Auto	[0.001 Inf]
	<input type="checkbox"/>	0	0	[0.001 Inf]
	<input type="checkbox"/>	0	0	[0.001 Inf]
	<input type="checkbox"/>	0	0	[-Inf Inf]
	<input type="checkbox"/>	0	0	[0 3]

Initial Guess:
 Auto-selected
 From existing model:
 User-defined:

Disturbance Model: Initial state:
Focus: Covariance:

Iteration 2 Fit: 983 Improvement 0.00121 % Trace

Name:

Figura 3.17. Process Models datos para la estimación del modelo.

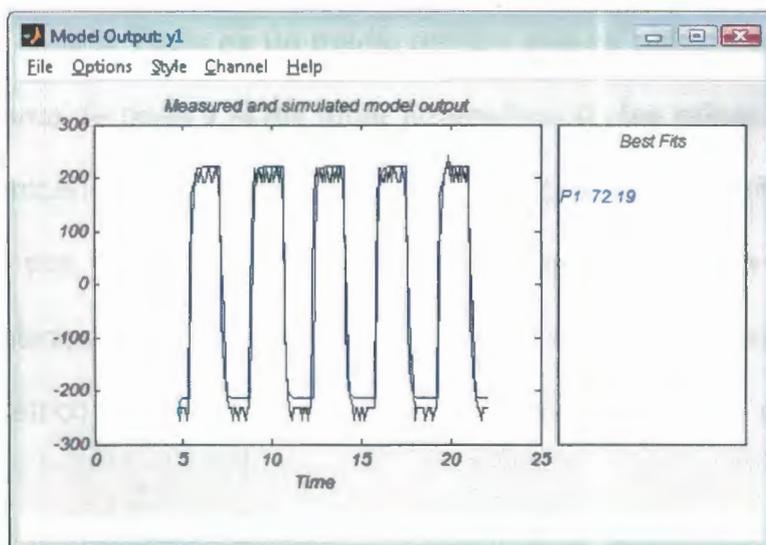


Figura 3.18. Validación del modelo.

Luego el modelo P1 importamos al workspace de matlab para proceder a obtener la función de transferencia de la planta.

```
>> g=tf(P1)
```

```
Transfer function from input "u1" to output "y1":
```

```
11.31
```

```
-----
```

```
s + 11.66
```

Ya obtenida la planta del motor procedemos a la obtención del controlador con la ayuda de otra herramienta de matlab llamada sisotools.

3.4 Sisotools de matlab.

SISO Design Tools es un medio gráfico que se utiliza para obtener el diagrama de bode y el del lugar geométrico de las raíces en el diseño de compensadores. El sistema SISO Design Tool por defecto muestra estos dos diagramas para el sistema importado. Pero estos están conectados entre ellos, es decir si se cambia la ganancia en el lugar geométrico de las raíces automáticamente afecta al diagrama de Bode.

Para abrir el medio gráfico SISO Design Tool, debemos introducir en Matlab **sisotool**, entonces se nos abrirán 2 ventanas de trabajo que se muestran en la figura 3.19



Figura 3.19. Ventanas de Sisotools de matlab.

Una vez abierto podemos observar varios apartados gráficos en la segunda pantalla, el del lugar geométrico de las raíces, diagrama de bode respecto la fase y diagrama de bode respecto la frecuencia, entre otros. Para introducir el sistema podemos importar archivos ya creados en el workspace de matlab o crear uno nuevo.

Después de haber llamado el sistema que queremos estudiar podemos observar gráficamente el resultado del mismo. También se puede escoger el tipo de compensador que queremos utilizar, si queremos ver solo un gráfico, obtener la ubicación de los polos, etc.

3.4.1 Desarrollo en sisotools del sistema a controlar.

Una vez obtenida la función de transferencia de la planta la importamos al sisotools con la siguiente expresión.

```
>> sisotool(P1) recuérdese que P1 es el modelo obtenido en la
identificación.
```

Al ejecutar esta expresión se abre la ventana del gráfico de las trayectorias de las raíces, y el gráfico de la magnitud de fase que es mostrada en la figura 3.20.

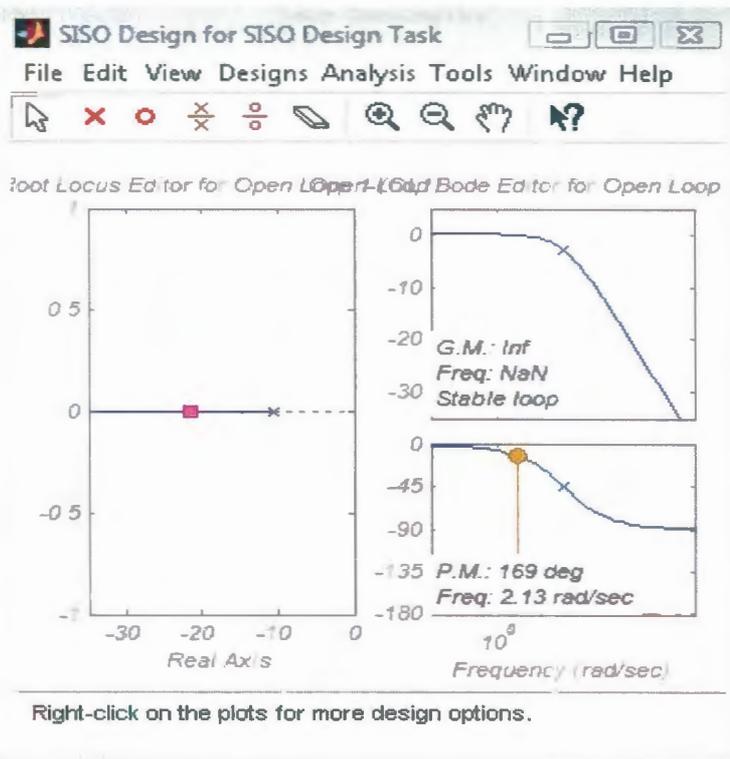


Figura 3.20. Trayectoria de las raíces y magnitud de fase

Posteriormente mostramos el comportamiento del sistema ante una entrada escalón para ello seleccionamos Response to Step command la cual nos muestra la respuesta al escalón del sistema en lazo cerrado como se en la figura 3.21 en donde encontramos el tiempo de estabilización que es de 0,187 segundos, al igual que el error estacionario que es del 50%.

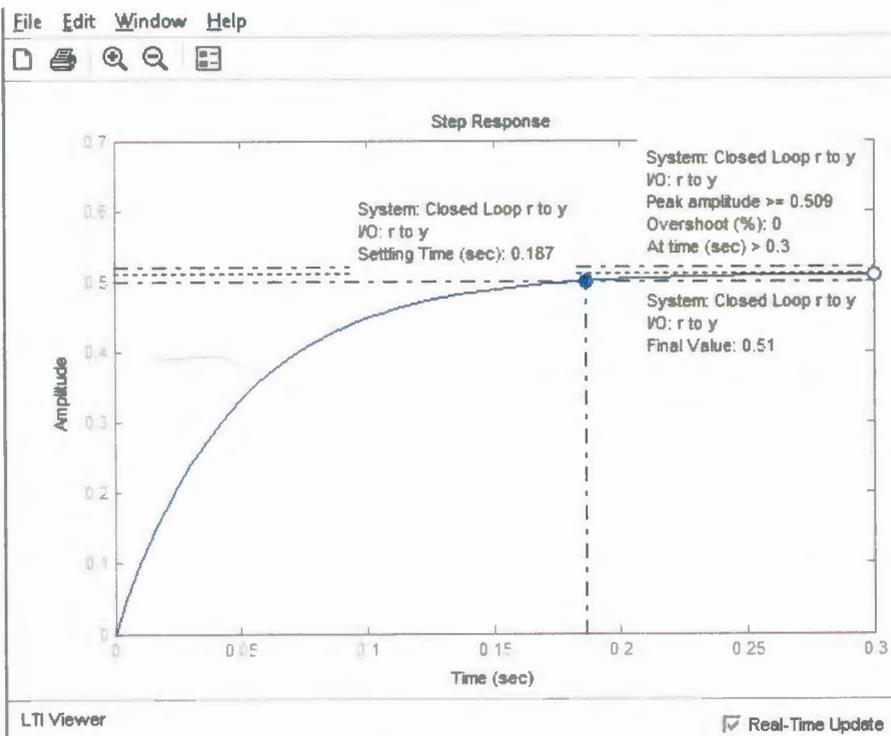


Figura 3.21. Respuesta al paso escalón.

El lugar de las raíces obtenido es mostrado en la figura 3.22.

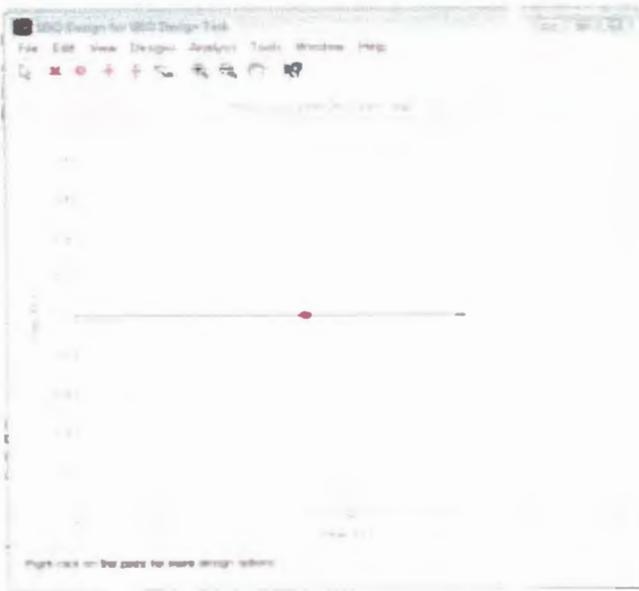


Figura 3.22. Lugar de raíces.

Teniendo en cuenta este tiempo de estabilización (t_s), seleccionamos un tiempo de establecimiento de $t_s=0.14s$ y un overshoot=6% para el diseño del controlador. Esto se logra haciendo un click con el botón derecho del Mouse sobre la región del lugar de las raíces y siguiendo la secuencia Design Constraints - New. Esto se puede observar en la figura 3.23.

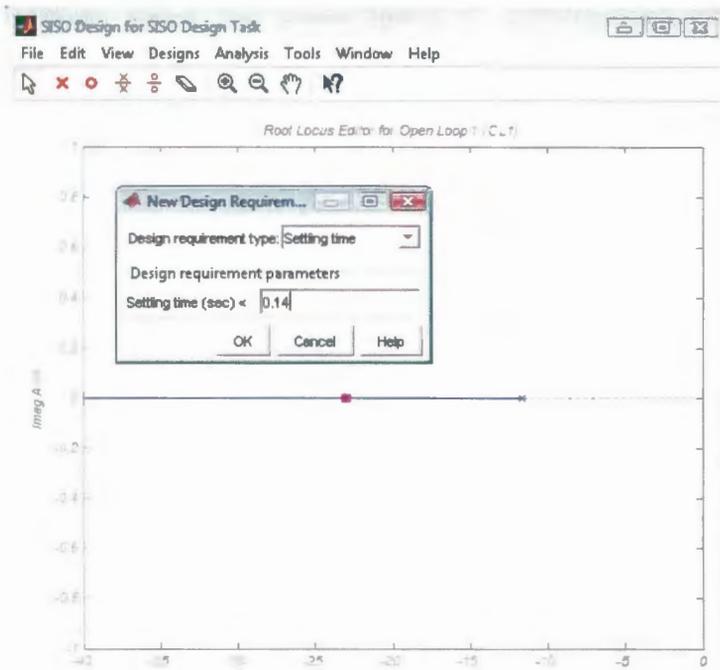


Figura 3.23. Selección del nuevo tiempo de estabilización y overshoot.

El objetivo al que se quiere llegar para obtener el controlador deseado, es el de posicionar los ceros y el polo, ubicados arbitrariamente, de tal forma que la línea de acción pase justamente en el lugar donde se cruzan el overshoot y el tiempo de establecimiento figura 3.24. De esta forma podremos arrastrar los polos dominantes a ese punto, en el cual el controlador cumple con las condiciones de diseño establecidas.

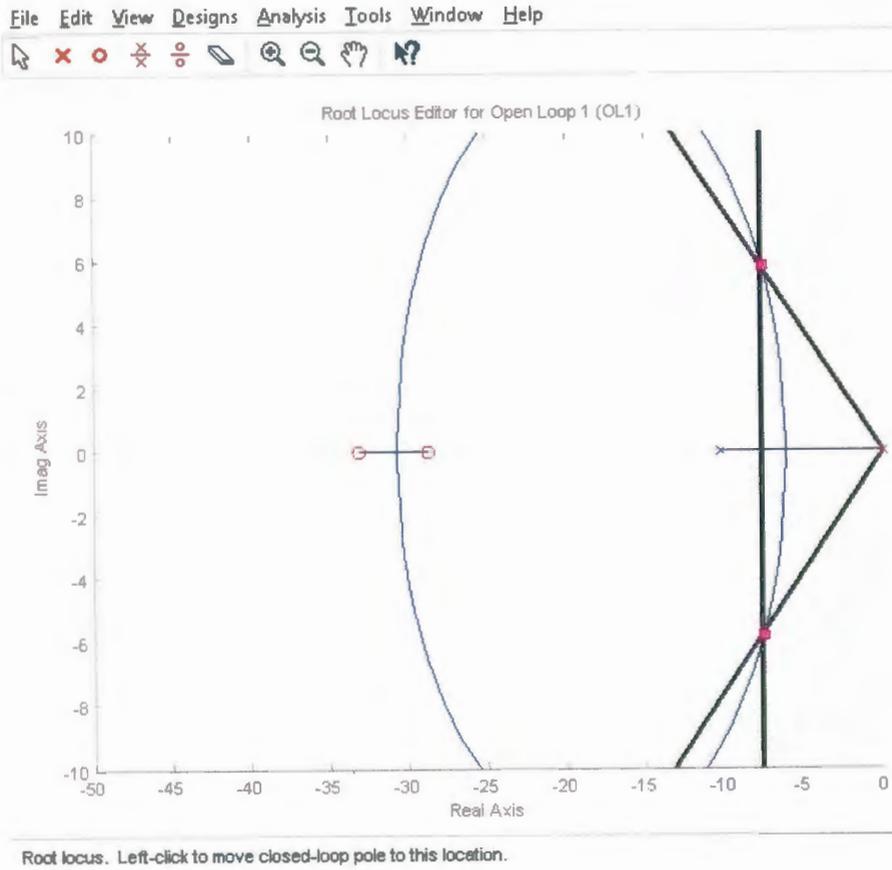


Figura 3.24. Lugar de raíces con condiciones de overshoot y tiempo de estabilización.

Y se obtiene de manera la función de transferencia del controlador que es mostrada en la figura 3.25.

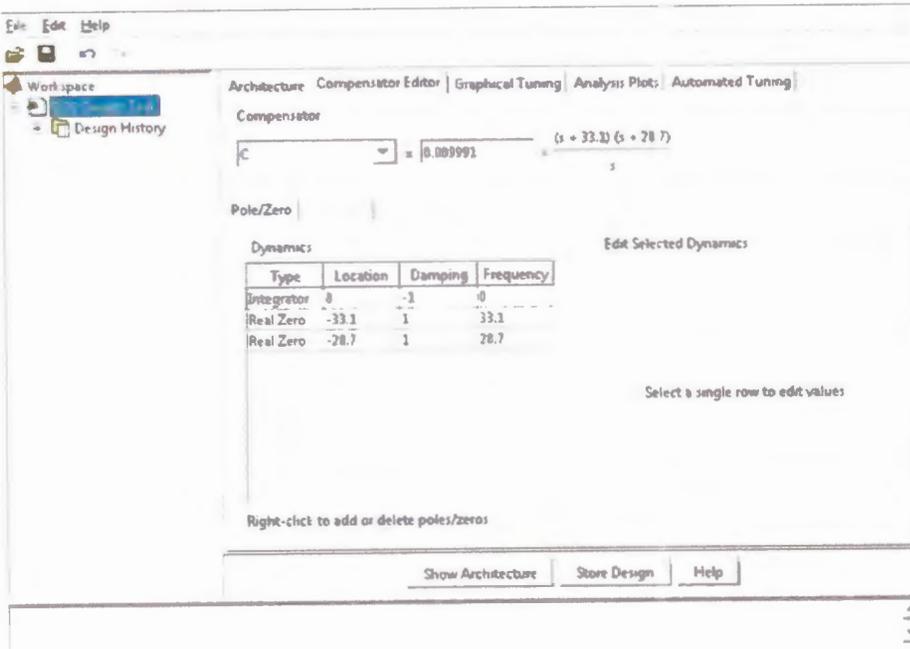


Figura 3.25. Función de transferencia del controlador.

Guardamos los datos en el archivo P y en matlab obtenemos la función de transferencia figura 3.26.

```
>> C1=zpk(C)

Zero/pole/gain from input "Input" to output "Output":
0.009991 (s+33.11) (s+28.72)
-----
s
```

Figura 3.26. Obtención del Función de Transferencial del Controlador

Con la obtención de la función de transferencia el siguiente paso es obtener el valor de las constantes K_p, K_i y K_d para ello utilizamos la fórmula 2.66, 2.67, 2.68.

$$G_C(t) = \frac{K_D(z+z_1)(z+z_2)}{z(z-1)}$$
 Si la comparamos con la función de

transferencia del controlador se obtiene que $K_d=0,009991$.

Para la obtención de K_p y K_i se obtiene utilizando $K_p = K_d(z_1 + z_2)$ y

$$K_i = K_d(z_1 * z_2)$$
 en donde z_1 y z_2 se obtiene igual al compararlo

con la función de transferencia del controlador.

Al aplicarla se obtienen:

$$K_p=0.61744$$

$$K_i=9.491$$

3.4.2 Desarrollo de prueba del sistema en simulink.

Estos valores serán cargados manualmente y enviado por labview, pero se realiza una prueba con simulink en el cual se coloca la función de transferencia de la planta obtenida anteriormente y un controlador

PID con los valores de las constantes encontrados figura 3.27 y los resultados se muestran en la figura 3.28.

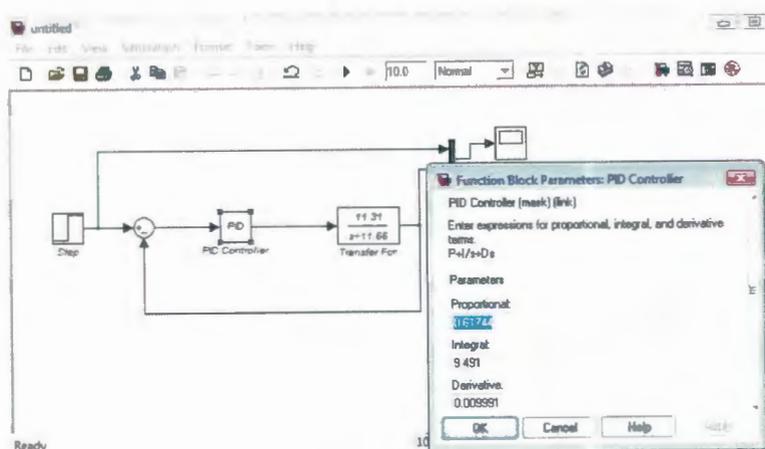


Figura 3.27. Desarrollo en simulink.

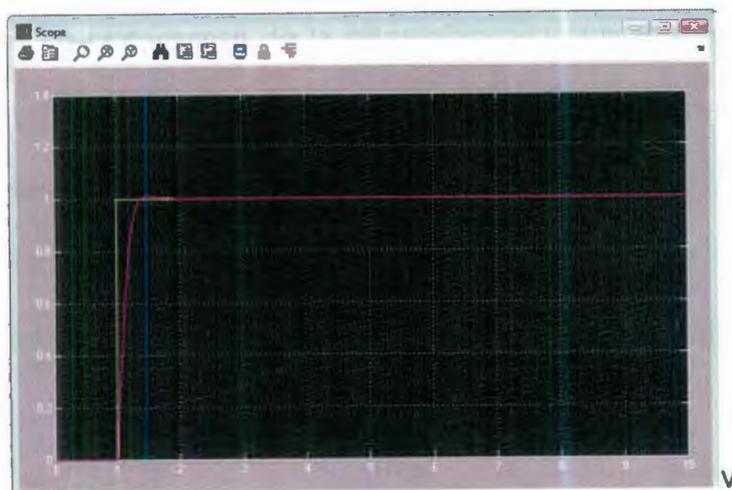


Figura 3.28. Respuesta de la planta con el controlador PID.

Al observar esta gráfica se observa que cumple con los requerimientos dados en el momento del diseño del controlador con sisotools que son

un tiempo de estabilización de 0.14 s y el overshoot de 6%. Bajo este criterio podemos manifestar que el controlador fue diseñado se adecua al sistema y que la prueba es valida.

3.5 Etapa de transmisión y adquisición de datos.

Esta etapa se encarga de administrar la adquisición y transmisión de los datos de todo el sistema para ello utiliza un **puerto serial virtual elaborado con un Pic** y programado en Pic c el cual se va a encargar de controlar un módulo de transmisión FSK (Modulación desplazamiento de Frecuencia) tanto emisor como receptor. Estos módulos se encargarán de la adquisición de datos durante la etapa de identificación y posteriormente la transmisión de datos fijos programados en matlab y labview con una configuración de comunicación visa previa y que son llevados a través del mismo puerto serial que controla los módulos anteriormente nombrados.

3.5.1 Desarrollo puerto serial virtual.

Para el desarrollo de este medio de comunicación serial utilizamos el Pic 18F2550 y se lo programa en el software Pic c para entenderlo mejor establecemos el diagrama de flujo que se presenta en la figura 3.29.

programar microcontroladores de la familia de Microchip Technology.

La programación se presenta en la figura 3.30.

```

codigo usb.c
6
7 #include 18F4550.h
8 #fuses HSPLL NOWDT NOPROTECT NOLVP NODEBUG USBDIV PLL2 CPUDIV1 VREGEN
9 #use delay clock=48000000
10
11 #use rs232 baud=9600 parity=N xmit=PIN_C6 rcv=PIN_C7 bits=8
12
13 void main
14     BYTE dato=0X00
15     delay_ms 300
16     usb_cdc_init
17     usb_init
18     while usb_cdc_connected
19
20     dc
21     usb_task
22     if usb_enumerated
23         if usb_cdc_kbhit ==1
24             dato=usb_cdc_getc
25            putc dato
26
27
28         if kbhit
29             dato=getc
30             usb_cdc_putc dato
31

```

Figura 3.30. Programación en Pic Basic Pro del puerto serial.

3.5.2 Estructura y características del Pic 18F2550.

El Pic que utilizamos para el desarrollo del puerto virtual es de la familia de microchip de forma concreta el 18F2550, la forma y distribución de pines del microcontrolador se muestra en la figura 3.31.



Figura 3.31. Descripción y forma del Pic 18F2550.

Las principales características del microcontrolador se describen en la tabla 3.1.

Memoria Flash:	32Kbytes
Máximo número de instrucciones simples:	16384
Memoria SRAM:	2048 bytes
Memoria EEPROM:	256 bytes
Entradas Salidas:	35
Número de entradas A/D:	13
Número de CCP:	1
Número de ECCP:	1
Soporta SPP:	Si
Soporta SPI:	Si
Soporta master I ² C:	Si
Número de EAUSART:	1
Número de comparadores:	2
Número de temporizadores de 8 bits:	1
Número de temporizadores de 16 bits:	3
Universal Serial Bus (USB) module:	Si

Tabla 3.1 Características principales del Pic 18F2550.

Una vez hecha la programación del puerto serial en el Pic; el siguiente paso es buscar un medio para transmitirlo, para ello utilizamos un dispositivo que utiliza modulación por frecuencia, en el siguiente apartado se describe este tipo de técnica utilizada y los elementos físicos que se utilizaron para el desarrollo de esta parte del proyecto.

3.5.3 Modulación por frecuencia (FSK).

Este tipo de modulación consiste en asignar una frecuencia diferente a cada estado significativo de la señal de datos. Para ello existen dos tipos de modulación FSK: FSK coherente y FSK no coherente.

- **FSK Coherente:** Esta se refiere a cuando en el instante de asignar la frecuencia se mantiene la fase de la señal.
- **FSK no Coherente:** La fase de señal no se mantiene al momento de asignar la frecuencia. Las frecuencias son generadas por diferentes fuentes.

En la figura 3. 32 se presenta un ejemplo de modulación FSK coherente:

Una vez hecha la programación del puerto serial en el Pic; el siguiente paso es buscar un medio para transmitirlo, para ello utilizamos un dispositivo que utiliza modulación por frecuencia, en el siguiente apartado se describe este tipo de técnica utilizada y los elementos físicos que se utilizaron para el desarrollo de esta parte del proyecto.

3.5.3 Modulación por frecuencia (FSK).

Este tipo de modulación consiste en asignar una frecuencia diferente a cada estado significativo de la señal de datos. Para ello existen dos tipos de modulación FSK: FSK coherente y FSK no coherente.

- **FSK Coherente:** Esta se refiere a cuando en el instante de asignar la frecuencia se mantiene la fase de la señal.
- **FSK no Coherente:** La fase de señal no se mantiene al momento de asignar la frecuencia. Las frecuencias son generadas por diferentes fuentes.

En la figura 3. 32 se presenta un ejemplo de modulación FSK coherente:

Una vez hecha la programación del puerto serial en el Pic; el siguiente paso es buscar un medio para transmitirlo, para ello utilizamos un dispositivo que utiliza modulación por frecuencia, en el siguiente apartado se describe este tipo de técnica utilizada y los elementos físicos que se utilizaron para el desarrollo de esta parte del proyecto.

3.5.3 Modulación por frecuencia (FSK).

Este tipo de modulación consiste en asignar una frecuencia diferente a cada estado significativo de la señal de datos. Para ello existen dos tipos de modulación FSK: FSK coherente y FSK no coherente.

- **FSK Coherente:** Esta se refiere a cuando en el instante de asignar la frecuencia se mantiene la fase de la señal.
- **FSK no Coherente:** La fase de señal no se mantiene al momento de asignar la frecuencia. Las frecuencias son generadas por diferentes fuentes.

En la figura 3. 32 se presenta un ejemplo de modulación FSK coherente:

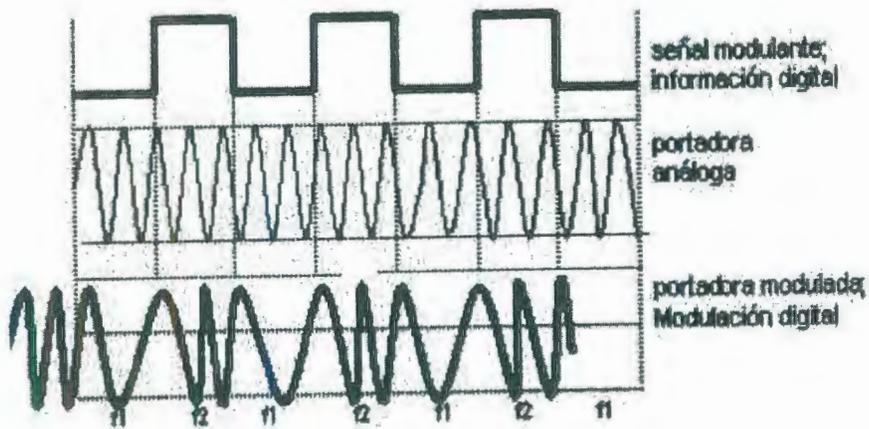


Fig 3.32 Modulación FSK.

3.5.4 Transmisión y recepción por FSK.

Para la transmisión FSK la salida de un modulador de FSK binario, es una función escalón en el dominio del tiempo. Conforme cambia la señal de entrada binaria de 0 lógico a 1 lógico, y viceversa, la salida del FSK se desplaza entre dos frecuencias: una frecuencia de marca o de 1 lógico y una frecuencia de espacio o de 0 lógico figura 3.33.

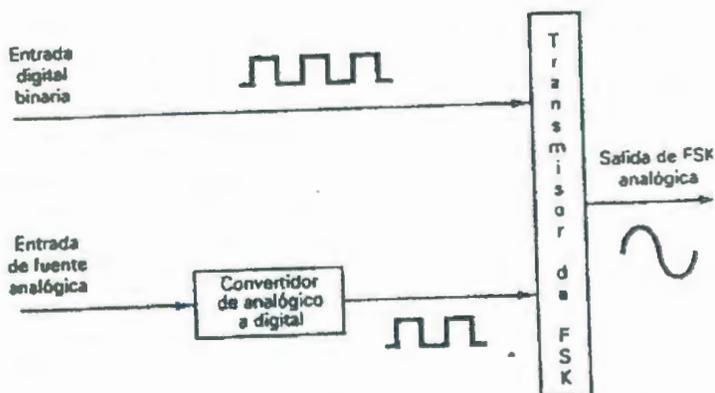


Figura 3.33. Transmisión por FSK.

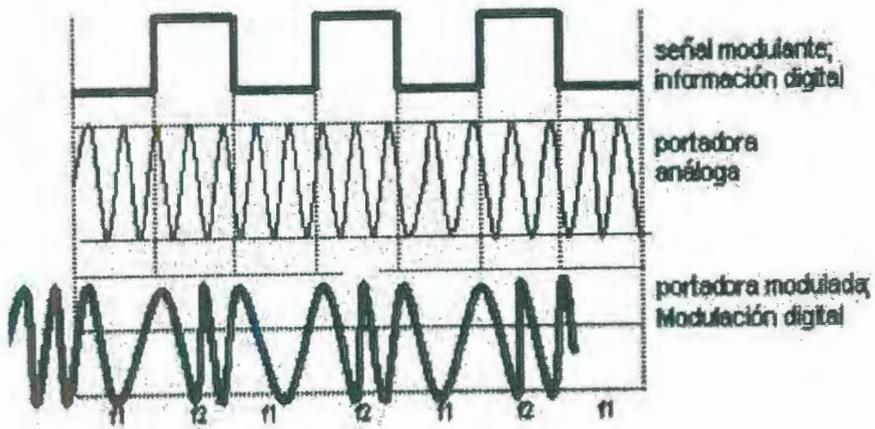


Fig 3.32 Modulación FSK.

3.5.4 Transmisión y recepción por FSK.

Para la transmisión FSK la salida de un modulador de FSK binario, es una función escalón en el dominio del tiempo. Conforme cambia la señal de entrada binaria de 0 lógico a 1 lógico, y viceversa, la salida del FSK se desplaza entre dos frecuencias: una frecuencia de marca o de 1 lógico y una frecuencia de espacio o de 0 lógico figura 3.33.

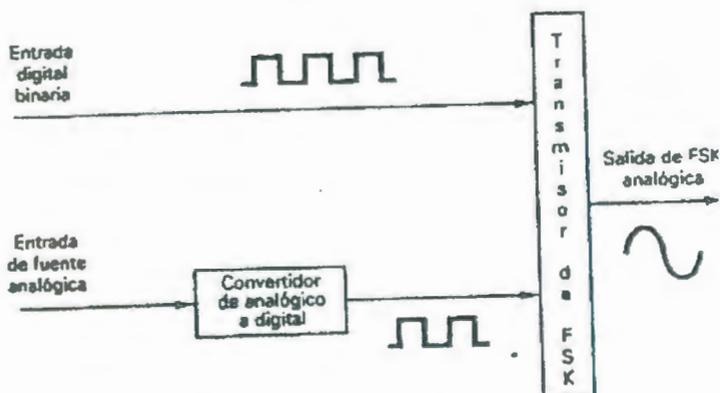


Figura 3.33. Transmisión por FSK.

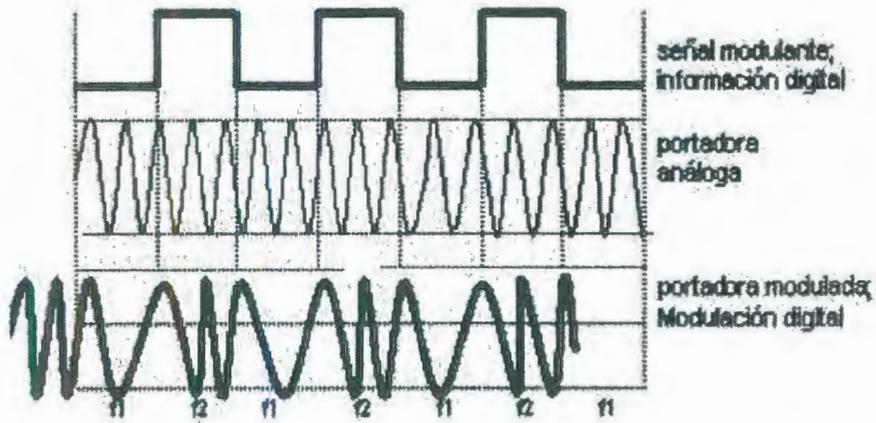


Fig 3.32 Modulación FSK.

3.5.4 Transmisión y recepción por FSK.

Para la transmisión FSK la salida de un modulador de FSK binario, es una función escalón en el dominio del tiempo. Conforme cambia la señal de entrada binaria de 0 lógico a 1 lógico, y viceversa, la salida del FSK se desplaza entre dos frecuencias: una frecuencia de marca o de 1 lógico y una frecuencia de espacio o de 0 lógico figura 3.33.

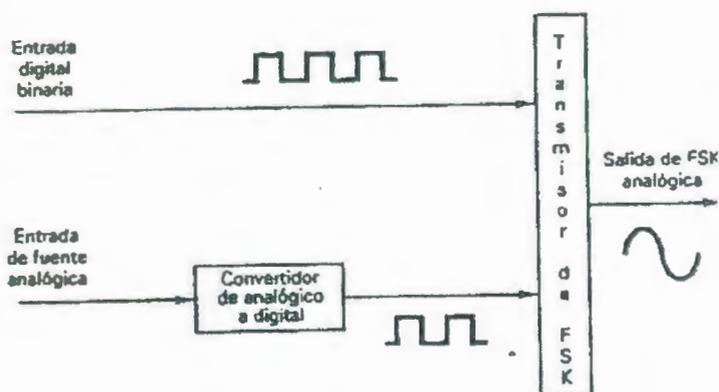


Figura 3.33. Transmisión por FSK.

Con el FSK binario, hay un cambio en la frecuencia de salida, cada vez que la condición lógica de la señal de entrada binaria cambia. Un transmisor de FSK binario sencillo se muestra en la figura 3.34.

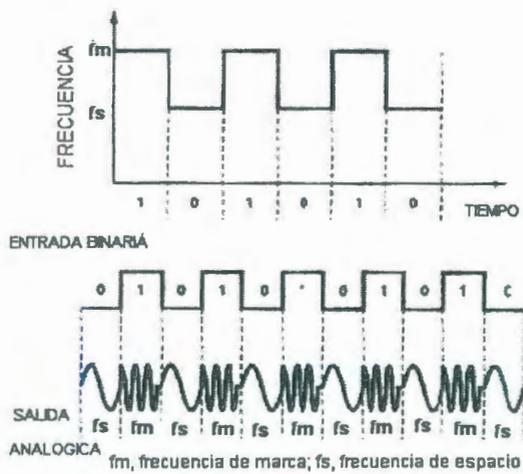


Figura 3.34. Transmisor FSK binario.

Para la recepción el circuito que más se utiliza para demodular las señales de FSK binarias es el circuito de fase cerrada (PLL), que se muestra en forma de diagrama a bloques en la figura 3.35. Conforme cambia la entrada de PLL entre las frecuencias de marca y espacio, el voltaje de error de cc a la salida del comparador de fase sigue el desplazamiento de frecuencia. Debido a que sólo hay dos frecuencias de entrada (marca y espacio), también hay sólo dos voltajes de error de salida. Uno representa un 1 lógico y el otro un 0 lógico. En

Con el FSK binario, hay un cambio en la frecuencia de salida, cada vez que la condición lógica de la señal de entrada binaria cambia. Un transmisor de FSK binario sencillo se muestra en la figura 3.34.

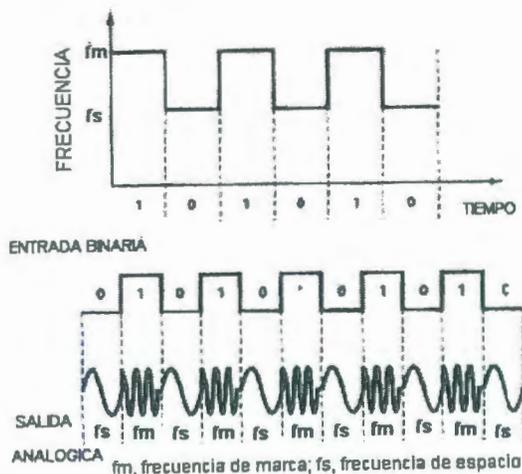


Figura 3.34. Transmisor FSK binario.

Para la recepción el circuito que más se utiliza para demodular las señales de FSK binarias es el circuito de fase cerrada (PLL), que se muestra en forma de diagrama a bloques en la figura 3.35. Conforme cambia la entrada de PLL entre las frecuencias de marca y espacio, el voltaje de error de cc a la salida del comparador de fase sigue el desplazamiento de frecuencia. Debido a que sólo hay dos frecuencias de entrada (marca y espacio), también hay sólo dos voltajes de error de salida. Uno representa un 1 lógico y el otro un 0 lógico. En

Con el FSK binario, hay un cambio en la frecuencia de salida, cada vez que la condición lógica de la señal de entrada binaria cambia. Un transmisor de FSK binario sencillo se muestra en la figura 3.34.

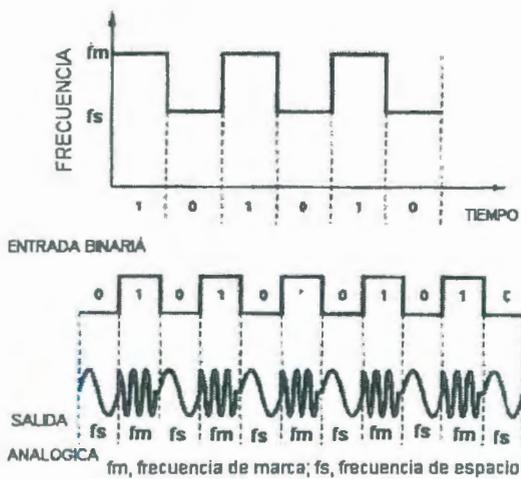


Figura 3.34. Transmisor FSK binario.

Para la recepción el circuito que más se utiliza para demodular las señales de FSK binarias es el circuito de fase cerrada (PLL), que se muestra en forma de diagrama a bloques en la figura 3.35. Conforme cambia la entrada de PLL entre las frecuencias de marca y espacio, el voltaje de error de cc a la salida del comparador de fase sigue el desplazamiento de frecuencia. Debido a que sólo hay dos frecuencias de entrada (marca y espacio), también hay sólo dos voltajes de error de salida. Uno representa un 1 lógico y el otro un 0 lógico. En

consecuencia, la salida es una representación de dos niveles (binaria) de la entrada de FSK figura 3.36. Por lo regular, la frecuencia natural del PLL se hace igual a la frecuencia central del modulador de FSK.

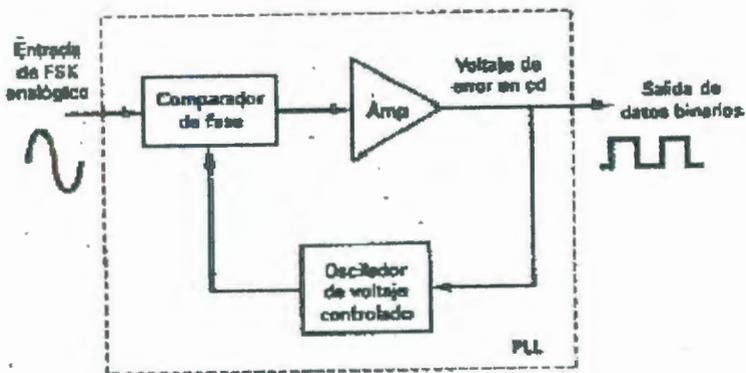


Figura 3.35 Circuito de fase cerrada PLL.

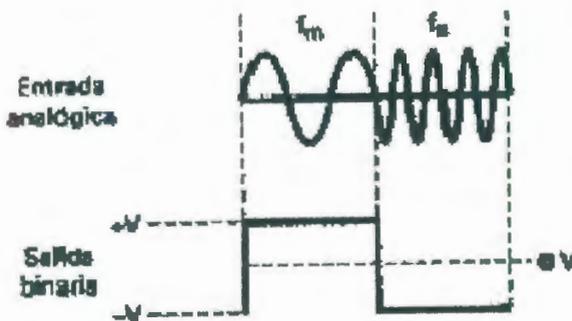


Figura 3.36. Representación de la salida en la demodulación.

3.5.5 Módulos de transmisión HTMR915.

consecuencia, la salida es una representación de dos niveles (binaria) de la entrada de FSK figura 3.36. Por lo regular, la frecuencia natural del PLL se hace igual a la frecuencia central del modulador de FSK.

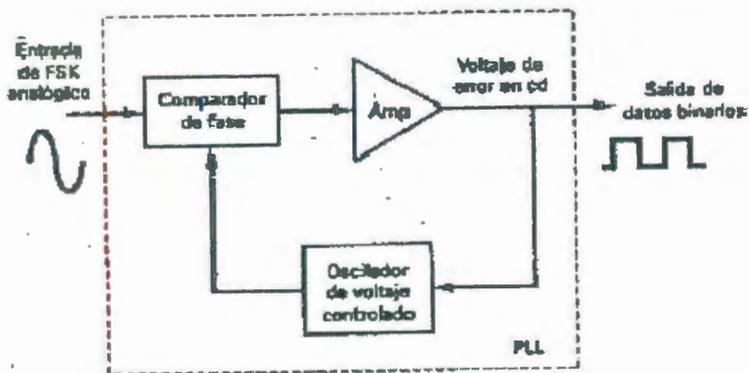


Figura 3.35 Circuito de fase cerrada PLL.

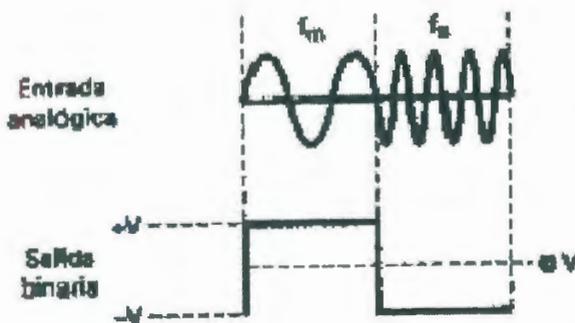


Figura 3.36. Representación de la salida en la demodulación.

3.5.5 Módulos de transmisión HTMR915.

consecuencia, la salida es una representación de dos niveles (binaria) de la entrada de FSK figura 3.36. Por lo regular, la frecuencia natural del PLL se hace igual a la frecuencia central del modulador de FSK.

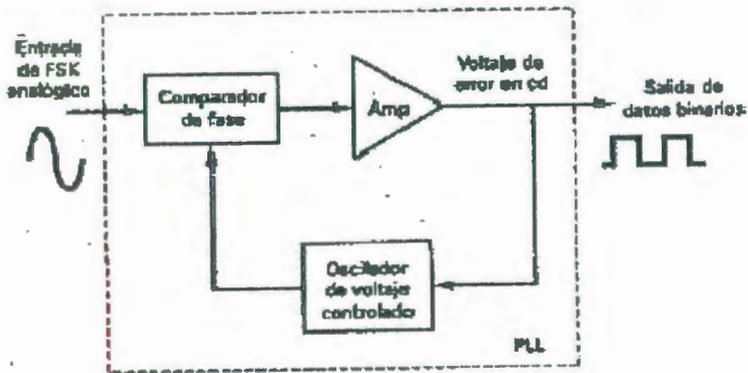


Figura 3.35 Circuito de fase cerrada PLL.

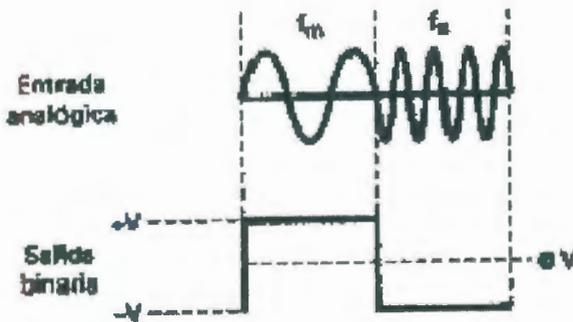


Figura 3.36. Representación de la salida en la demodulación.

3.5.5 Módulos de transmisión HTMR915.

HM-TR915- 232/TTL es un transceptor simple de datos, posee un radio RFM12 que es el núcleo del dispositivo, junto con un microcontrolador AVR como control figura 3.37.

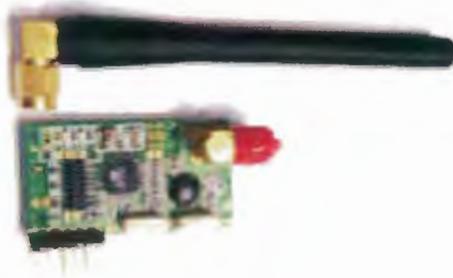


Figura 3.37. Módulo HM-TR915- 232/TTL con antena de 902/908 MHz

La versión 232 incluye un transceiver TTL-232 para conectarlo directamente al puerto serial de la PC y probarlo con hyperterminal o un software similar figura 3.38, o bien se puede conectar a un dispositivo que maneje señales de niveles 232 a su salida.

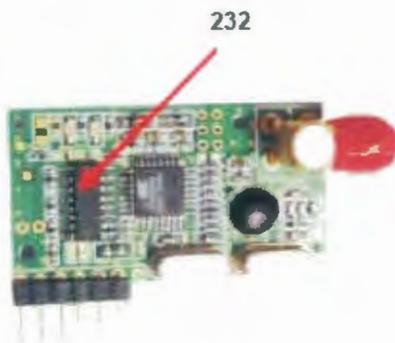


Figura 3.38. Transceiver TTL-232.

Las características principales del radio RFM12 cuya forma se observa en la figura 3.39 son:

- Voltaje de operación: 4.5V a 5V.
- Consumo de corriente en transmisión: 30mA.
- Consumo de corriente en recepción: 17mA
- Rango de frecuencia: 900.72 – 929.27 MHz
- Potencia de transmisión: hasta 4dBm (aprox. 2.5mW).
- Sensibilidad: -100dBm (aprox. 2uV).
- Velocidad de transferencia de datos: 300 - 19200 bps.
- Interfaz: RS-232 configurable por software.

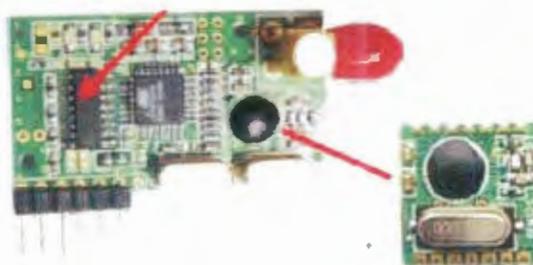


Figura 3.39. Radio RFM12.

En cuanto a la configuración de pines figura 3.40, DTX es el pin de salida de datos del módulo, DRX es el pin de entrada de datos. El pin ENABLE se emplea para modo de bajo consumo (habilitar/deshabilitar

el módulo), si el pin esta en 0V trabaja en modo sleep, si el pin esta en 5V trabaja en modo normal.

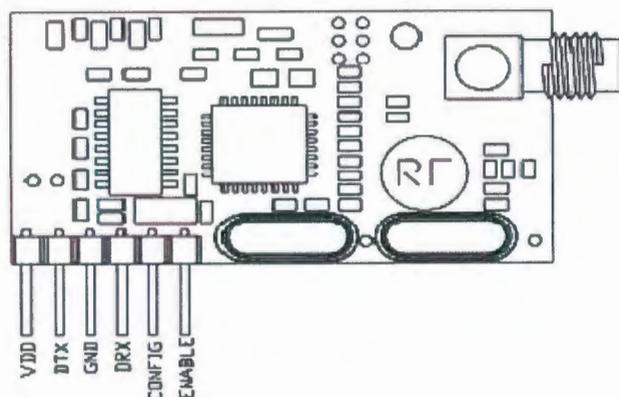


Figura 3.40. Distribución de pines del HM-TR915- 232/TTL

El pin CONFIG se emplea para cambiar la configuración del radio en cuanto a banda de frecuencia, potencia de transmisión, desviación de frecuencia y velocidad de comunicación serial, empleando el software HM-TR CONFIG SETUP.

Para entrar en modo de configuración el pin CONFIG debe estar a 5V al momento de energizar el módulo (Power On Reset), si este pin esta a 0V en POR, el módulo entrará en modo de comunicación.

El comportamiento de los LEDs en modo CONFIG y de acuerdo a la conexión del pin ENABLE es el siguiente:

Enable a Vcc: Led rojo permanece en On, Led verde parpadea en cada operación.

Enable a GND o abierto: Led verde permanece en On, led rojo parpadea en cada operación.

3.5.6 Enlace del Pic 18F2550 con los módulos de transmisión FSK.

Para enlazar al puerto serial virtual desarrollado con el Pic 18F2550 con el módulo de transmisión HTMR915 realizamos el hardware mostrado en la figura 3.41.



Figura 3.41. Hardware del puerto serial virtual y el módulo HTMR915.

El Pic se enlaza con el módulo a través de los pines TRx y Rx que se conectan a los pines DTX y DRX del módulo de transmisión respectivamente.

3.5.7 Comunicación Serial en Labview.

Para establecer la comunicación serial utilizamos la arquitectura VISA Virtual Instrument Software Architecture, que constituye un estándar que permite pedir y obtener datos desde y hacia instrumentos de medición. En esta estandarización se incluyen los dispositivos de comunicación serie y paralelo.

Los principales parámetros de configuración para el puerto serial son:

- Establecer la velocidad de Tx y Rx (Baud rate).
- Establecer la cantidad de bits de datos del protocolo de intercambio serie.
- Establecer la cantidad de bits de parada del protocolo de intercambio serie.
- Establecer la paridad del protocolo de intercambio serie.
- Establecer el número del puerto a través del cual se realizará el intercambio serie.
- Establecer tamaño del buffer que almacenará los datos recibidos y/o transmitidos.



Para configurar el puerto a través del cual se recibirán y/o introducirán los datos es necesario utilizar un control de recursos denominado “VISA Resource Name” que se encuentra en la paleta de controles figura 3.42.



Figura 3.42. Control de recursos VISA

Para configurar el puerto se utiliza la función de VISA diseñada para ello que se encuentra en la paleta de funciones bajo el nombre: “VISA Configure Serial Port” como se muestra en la figura 3.43.

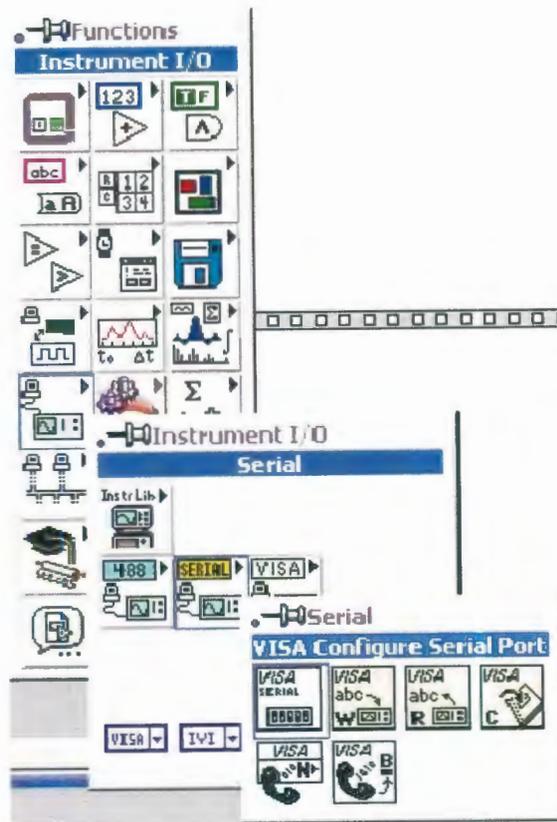


Figura 3.43. Configuración de puerto serial por VISA.

Ya configurado el puerto serie, este se encuentra listo enviar los datos a través del mismo, previamente completando el interfaz gráfico y la programación de todas las variables que se van a manejar.

Los datos y valores de entrada serán cargados en labview y enviados por el mismo puerto serial virtual diseñado anteriormente y con la ayuda de los módulos de transmisión HM-TR915- 232/TTL se enlazarán con la planta y el control electrónico.

La pantalla elaborada en labview y que servirá de presentación para el estudio se muestra en la figura 3.44.

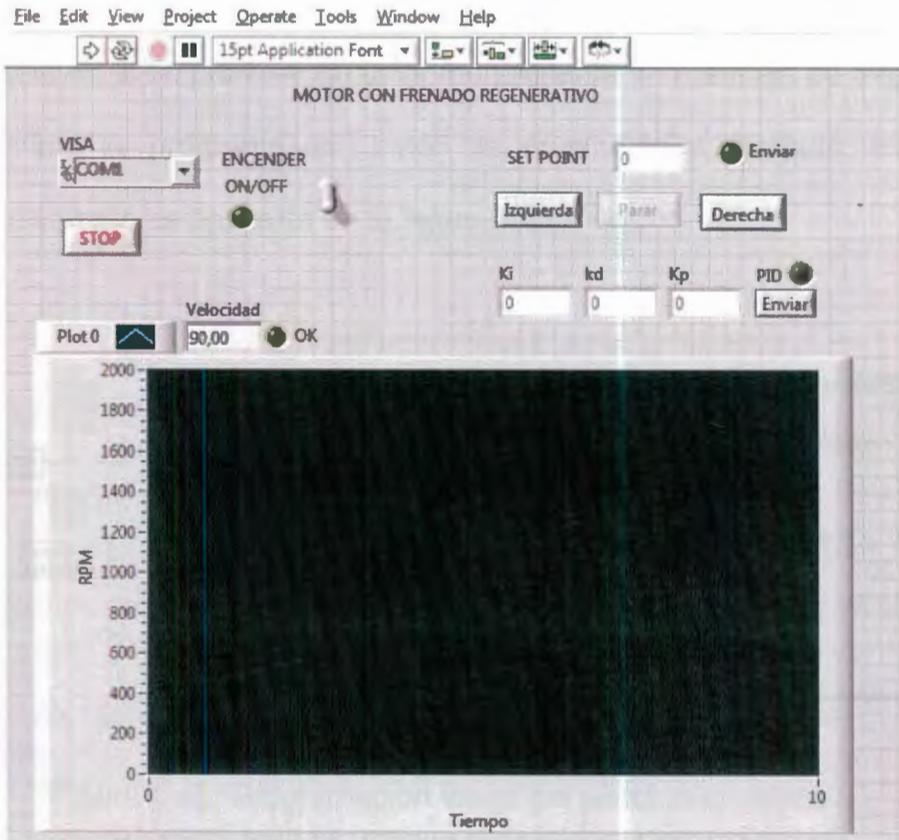


Figura 3.44. Pantalla de labview.

Para la programación de cada uno de los elementos que están presentes en la pantalla se desarrolla el archivo prueba.vi que es propio de labview.

La primera parte de la programación consiste en configurar al puerto serial con la función VISA, en donde incluimos la velocidad de transmisión y el número de puerto que es seleccionable, además consta con un bloque que habilita el sistema cuando el puerto está abierto, si se produce un error me presenta un mensaje de aviso y por último se programa un botón de encendido y apagado, todo este desarrollo se presenta en la figura 3.45.

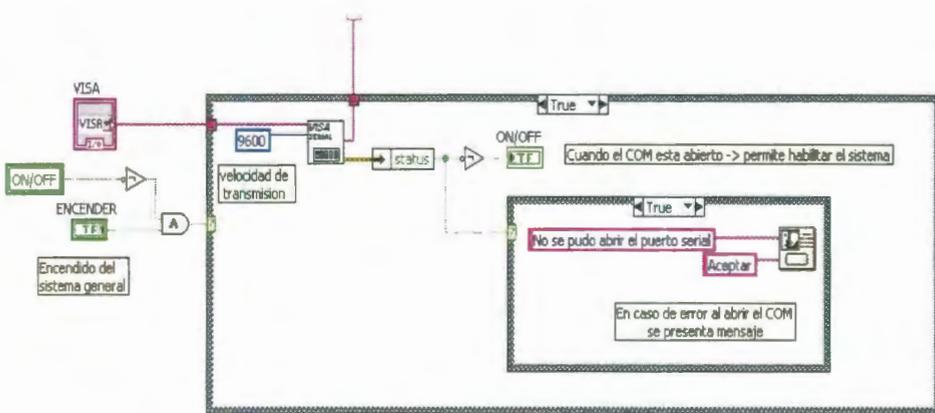


Figura 3.45. Programación inicial del sistema en labview.

La segunda parte de la programación se considera al envío y recepción de datos en la pantalla, para ello se tienen 4 indicadores de escritura y 2 indicadores de lectura.

Son 4 lazos para el envío de datos:

1. Envío de datos para mover motor a la Derecha.
2. Envío de datos parar el motor frenado regenerativo.
3. Envío de datos constantes Kp, Kd, Ki.

Para la recepción únicamente se tiene un lazo para los datos de la velocidad con su respectiva gráfica.

Para el envío de mover al motor a la derecha se utiliza un indicador de escritura SET POINT, estos datos ingresados manualmente son transformados a datos del tipo string para luego concatenarlos junto con dos variables M y L que son enviadas al bloque de escritura de VISA, para que posteriormente sean mandados vía puerto serial al dsPic.

Para detener al motor para frenado regenerativo se envía valores mínimo es decir cero de la misma forma que se describió anteriormente. Para mover a la derecha al motor se utiliza el mismo indicador SET POINT que permite ingresar el valor y convertirlo en string y luego se concatena con las variables M y R, posteriormente es transmitido de la misma forma que el lazo hacía la derecha.

El envío de las constantes K_p , K_i , K_d se lo realiza mediante 3 indicadores de escritura primeramente son transformados a variables del tipo string, luego concatenadas y enviadas por el puerto serial hacia el dsPic.

Para la recepción de los datos de velocidad utilizo un indicador de lectura y una pantalla gráfica que me permita ir mostrando los valores recibidos, para su programación utilizo el bloque de lectura de VISA, una vez que se reciben los datos estos son transformados a variables de tipo float sin signo todas estas etapas son mostradas en la figura 3.46.

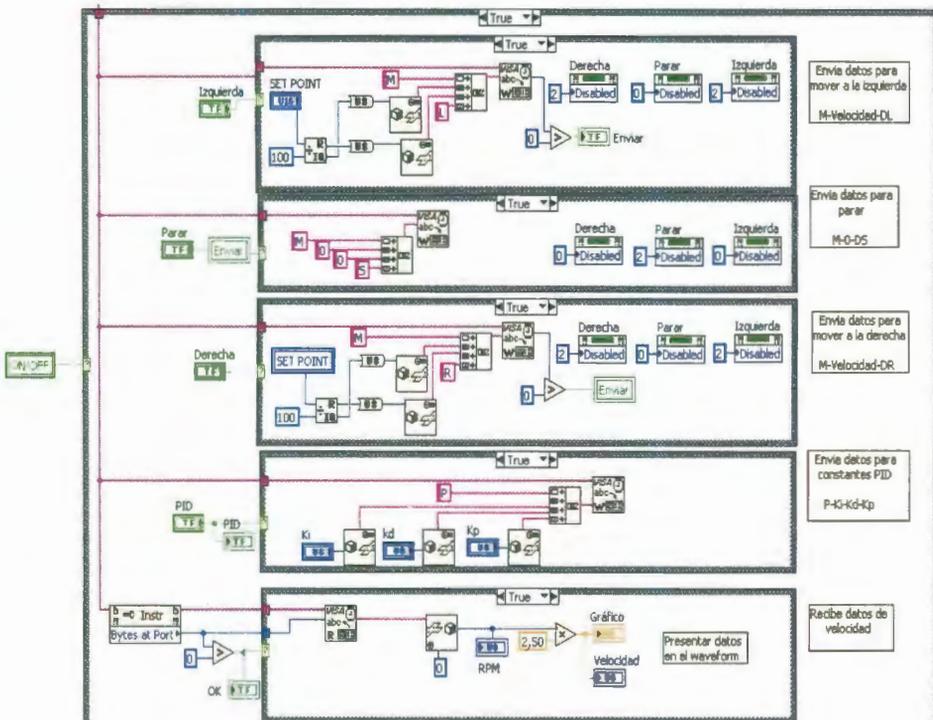


Figura 3.46. Programación del sistema en labview.

La última parte de la programación consiste en cerrar el puerto serial de comunicación cuya programación se observa en la figura 3.47.

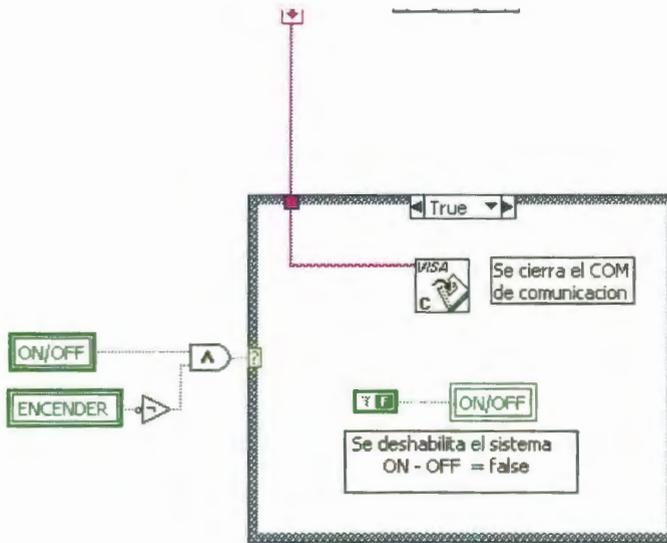


Figura 3.47. Programación para cerrar el puerto de comunicación

3.6 Etapa del controlador.

En esta etapa los datos de las constantes K_p , K_i y K_d son enviadas por el labview y son receptadas por el dsPic 30F4011, en la programación realizada en Microbasic de dsPic se encuentra la configuración del controlador bajo líneas de comando.

Es importante manifestar que los valores de las constantes son calculados con la herramienta de sisotools y posteriormente ingresados manualmente por el usuario en labview.

3.6.1 Desarrollo del Controlador.

Para implementar y desarrollar el controlador utilizamos la herramienta de programación Microbasic para dsPic que permitirá elaborar la secuencia del controlador en líneas de comando para luego grabarlo en el dispositivo dsPic 30F4011 cuya descripción y forma se describe en la figura 3.48.

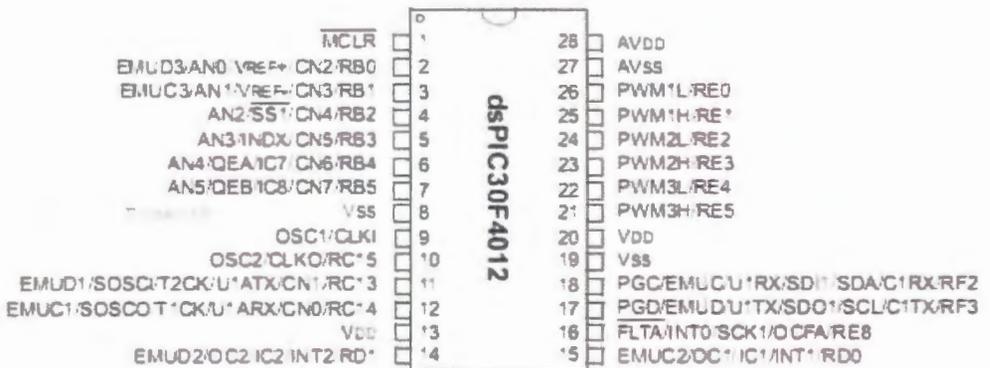


Figura 3.48. Descripción de pines y forma del dsPic 30F4011

Las principales características del dsPic se describen en la tabla 3.2.

Attribute Type	Valor
Tipo	Familia dsPIC30
Reloj de frecuencia max	20MHZ
Bytes de mem. de IntProg	48 k
Mem. de IntProg tipo Word	Flash
Rango de temperaturas de funcionamiento	-40 -- +85°C
Encapsulado	DIP40
Tensión de suministro	+2.5 -- +5.5v
Bytes de RAM int.	2048
Características	ADC 9 x 10 bits, 6xPWM, QEI
E/S en serie	UART, I ² C, SPI, CAN
Ancho del bus de datos	16Punta
Temporizadores nº x puntas	5x16, WD
Int EEPROM bytes	1024
Puertos E/S	30
MIPS	20

Tabla 3.2 Características del dsPic 30F4011.

3.6.2 Diseño del controlador en Microbasic.

Microbasic es un compilador para microcontroladores y dsPics y es distribuido por la empresa microelectrónica. La característica más destacada de este compilador, es la inclusión de un IDE figura 3.49 (entorno de desarrollo integrado o en inglés Integrated Development Environment) que hace muy cómoda la programación, ya que resalta la sintaxis del lenguaje, y a su vez proporciona acceso muy rápido a la excelente ayuda incluida, estadísticas sobre el uso de recursos del microcontrolador o dsPic.

Para discretizar esta ecuación, se aproxima los términos de la integral y la derivada a valores que sean manipulables en el tiempo discreto.

$$\frac{\partial e(t)}{\partial t} = \frac{e(t) - e(t-1)}{T_s} \quad \text{Ec. 3.2}$$

$$\int_0^t e(t) \partial t = T_s \sum_0^t e(t) \quad \text{Ec. 3.3}$$

De esta forma el algoritmo del controlador PID discreto a implementar es:

$$u(t) = K_p * e(t) + K_i \sum_{i=0}^t e(t) + K_d [e(t) - e(t-1)] + u_0 \quad \text{Ec. 3.3}$$

Para su desarrollo dentro de la plataforma de Microbasic consideramos los siguientes pasos mostrados en el diagrama de flujo de la figura 3.50.

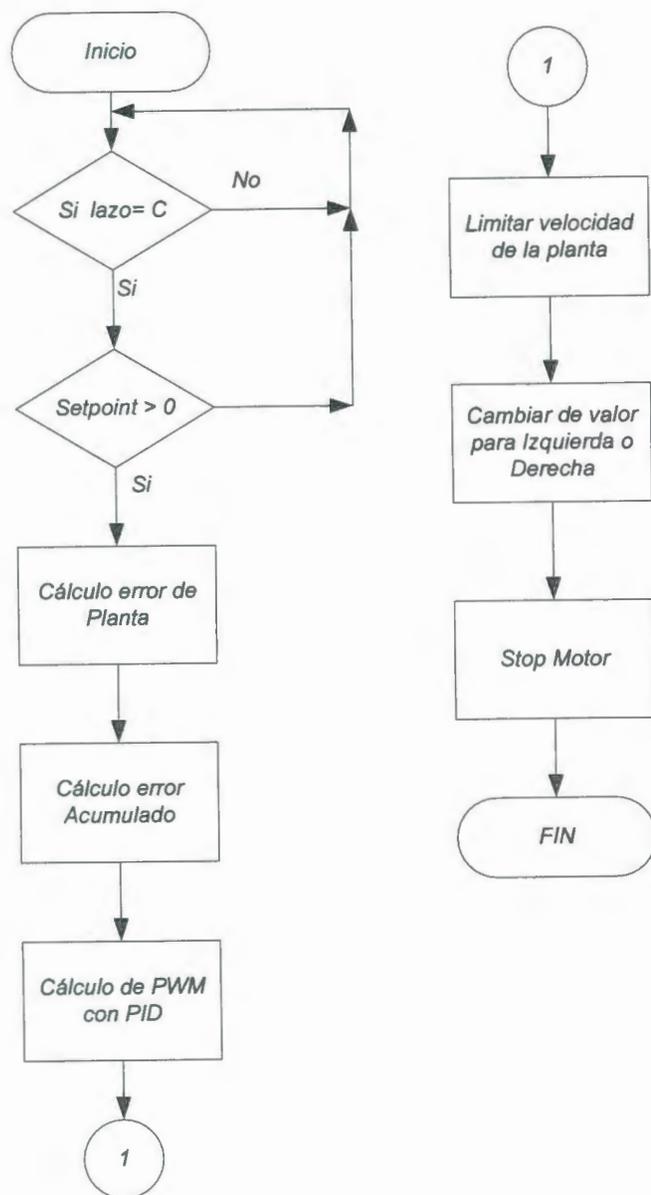


Figura 3.50. Diagrama de flujo para la programación del controlador en Microbasic.

Es importante manifestar que todo este proceso se lo realiza en lazo cerrado y que justamente dentro de nuestra programación es nuestro punto de inicio para el diseño del controlador PID digital cuya programación en Microbasic es mostrada en la figura 3.51.

```

96 ..... Calculo del PID .....
96 'Estamos en Lazo cerrado
97 if Lazo = "C" then
98   'Controlamos la velocidad
99   if SetPoint > 0 then
100     'Calculamos el error de la planta
101     Contador = desplazamiento
102     PWMError = fSetPoint - Contador
103     if PWMError <> 0 then
104       if PWMError > PWMErrorMaximo then
105         PWMError = PWMErrorMaximo
106       else
107         if PWMError < -PWMErrorMaximo then
108           PWMError = -PWMErrorMaximo
109         end if
110       end if
111       'Calculamos el error acumulado de la planta
112       PWMErrorAcumulado = PWMErrorAcumulado + PWMError
113       if PWMErrorAcumulado > PWMErrorAcumuladoMaximo then
114         PWMErrorAcumulado = PWMErrorAcumuladoMaximo
115       else
116         if PWMErrorAcumulado < -PWMErrorAcumuladoMaximo then
117           PWMErrorAcumulado = -PWMErrorAcumuladoMaximo
118         end if
119       end if
120       'Calculamos el nuevo PWM con un controlador PID
121       PWMfloat = PWMfloat + (Kp*PWMError) + (Ki*PWMErrorAcumulado) + (Kd*(PWMError-PWMErrorAnterior))
122       'Almacenamos el PWM
123       PWMErrorAnterior = PWMError
124     ..

```

Figura 3.51. Programación del controlador PID digital en Microbasic.

La parte resaltada es la formula descrita en el apartado anterior, únicamente con los cambios de las variables que han sido adaptadas a nuestra programación. A partir de estas líneas de comando se obtienen pulsos por modulación de ancho de pulso (PWM) que luego pasarán a alimentar por secuencia un circuito electrónico conocido como puente H controlados por mosfets.

Los valores de K_p , K_i y K_d que se observa en la ecuación son cargados manualmente y enviados por Labview al dsPic en primera instancia los carga luego los interpreta y por ultimo ejecuta al controlador.

Los valores de los pulsos de PWM controlados son limitados por las líneas de comando que se observan en la figura 3.52.

```

    .          PWMErrorAnterior = PWMError
    .          'Limitamos el valor del PWM
125          if PWMfloat > duty_100 then          "valor del PWM al 100%"
    .              PWMfloat = duty_100
    .          else
    .              if PWMfloat < 0 then
    .                  PWMfloat = 0
130          end if
    .          end if
    .          PWM = PWMfloat
    .          if PWManterior <> PWM then

```

Figura 3.52. Limitación de los pulsos PWM en Microbasic.

En el controlador también se implemento el control para el giro del motor la derecha y para el stop del mismo, estas líneas de comando son mostradas en la figura 3.53.

```

.           'Cambiamos al nuevo valor segun la direccion
.           if direccion = "L" then
.               Pwm_Mc_Set_Duty(0x0000, 1)
.               Pwm_Mc_Set_Duty(PWM, 2)
140          else
.               if direccion = "R" then
.                   Pwm_Mc_Set_Duty(PWM, 1)
.                   Pwm_Mc_Set_Duty(0x0000, 2)
.               end if
145          end if
.           'Almacenamos el PWM calculado
.           PWManterior = PWM
.           end if
.           end if
150        end if
.        else
.           'Detenemos el motor DC
.           Pwm_Mc_Set_Duty(0x0000, 1)
.           Pwm_Mc_Set_Duty(0x0000, 2)
155        end if
.        end if

```

Figura 3.53. Control del giro del motor en Microbasic.

En la figura 3.54 se observa el circuito del dsPic 30F4011 con las líneas de control utilizadas en el desarrollo del controlador.

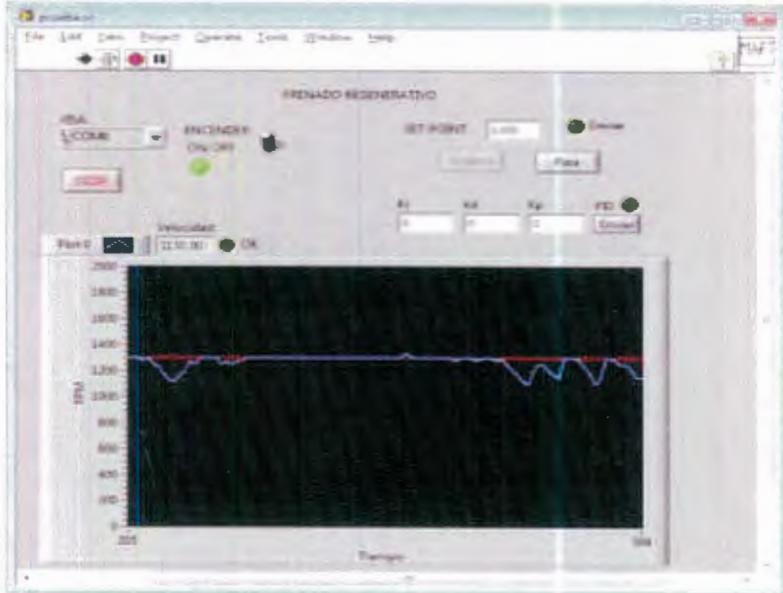


Figura 3.55 Sistema Sin Controlador PID.

En donde se puede observar que el sistema no es estable al valor de Set Point que aproximadamente es de 1200RPM.

La segunda prueba que se elaboró es la introducción de una perturbación sin enviar los valores de las constantes encontradas figura 3.56.

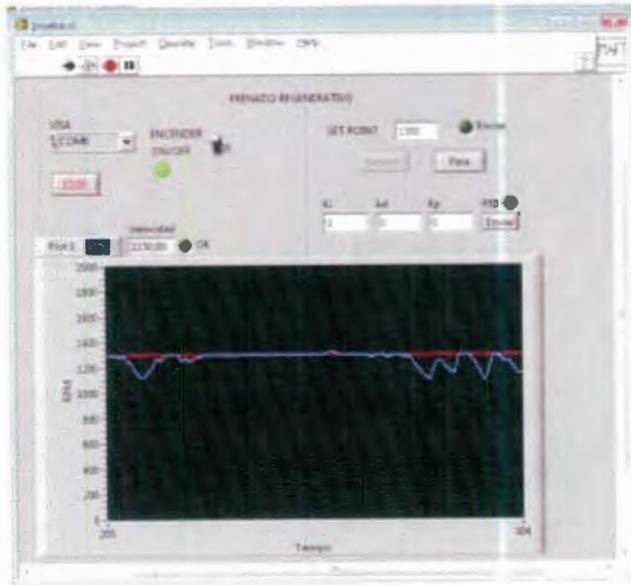


Figura 3.56 Sistema con Perturbación

Al igual que el caso anterior el sistema no tiende a estabilizarse al valor de referencia que se desea obtener.

La tercera Prueba consiste en enviar los valores de las constantes calculadas K_p , K_i , y K_d y mostrar la respuesta del sistema figura 3.57.

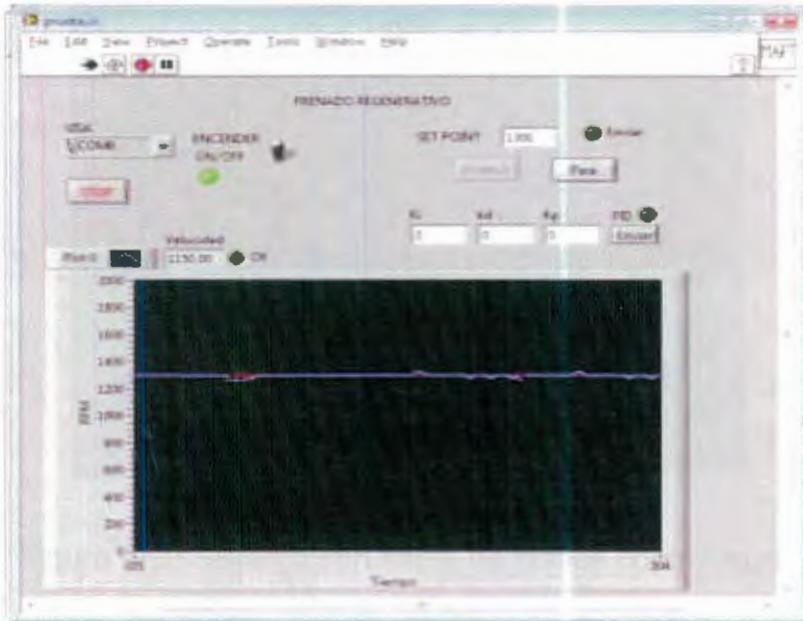


Figura 3.57 Sistema con Controlador PID.

Se observa que el sistema tiende a estabilizarse al valor de referencia y que se adecua a nuestro sistema por lo tanto los valores calculados de las constantes se consideran válidos.

La última prueba que realizamos es en simulink en donde colocamos al controlador con sus constante y la planta del motor y le sometemos a una entrada de pulsos figura 3.58.

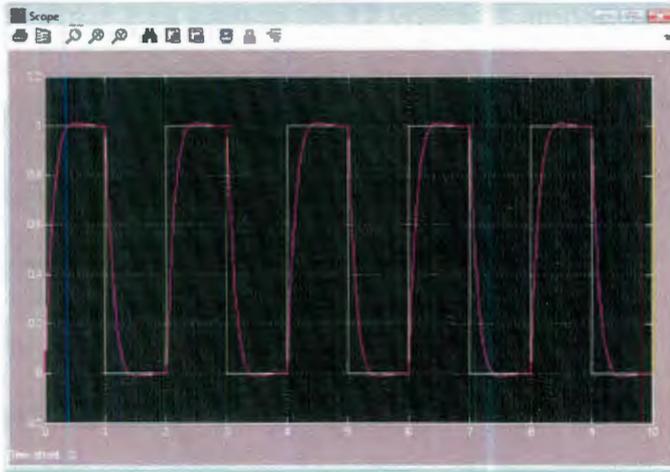


Figura 3.58 Sistema con señal de pulsos controlados.

3.7 Etapa del diseño electrónico.

Para el desarrollo de esta etapa se utiliza un puente H implementado con transistores de potencia del tipo mosfet; a donde llegan los pulsos de PWM que son enviados por el dsPic bajo una secuencia de encendido dependiendo del controlador y en la situación en la que este se encuentre.

El puente H controla un motor DC de 24 voltios cuyas características son mostradas en la tabla 3.3. El motor actúa de acuerdo al mando del controlador que fue programado con anterioridad es decir funciona a la izquierda, derecha, situación de freno regenerativo o situación de lazo abierto para toma de datos. El momento que se produce el frenado se produce una corriente que es aprovechado por otra etapa electrónica

que me recargar una batería de 12 voltios 3 amperios.

PARÁMETRO	Valor Min	Valor Máx	Valor Típico
Resistencia armadura Ra	19.8 [Ω]	22.3 [Ω]	20.05 [Ω]
Impedancia de armadura La	91.7 [mH]	97 [mH]	92.4 [mH]
Constante K	-	-	0.03
Coefficiente de fricción b	-	-	2.5341×10^{-4} [Nms]
Momento de inercia J	-	-	7.7342×10^{-4} [Nms]

Tabla 3.3 Datos del motor DC de 24 voltios.

3.7.1 Diseño del puente H.

Para el diseño electrónico del puente H utilizamos 4 mosfets IRF540N conjuntamente con 4 diodos Mur 8001 que se conectan como se describe en la figura 3.59.

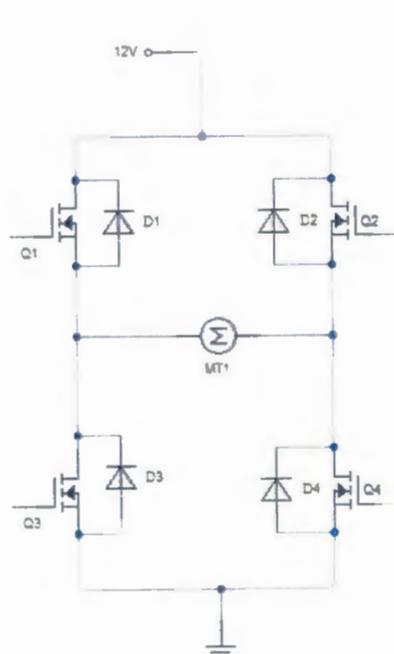


Figura 3.59 Circuito del puente H con mosfets.

El funcionamiento del puente es muy sencillo si llegan los pulsos de PWM a Q1 y Q4 el motor funciona hacia la derecha; y si los pulsos llegan a Q2 y Q3 el motor funciona hacia la izquierda.

El circuito del puente H elaborado en proteus es mostrado en la figura 3.60 en donde se puede observar los elementos, mosfets, optoacopladores y diodos utilizados para el desarrollo de esta etapa.

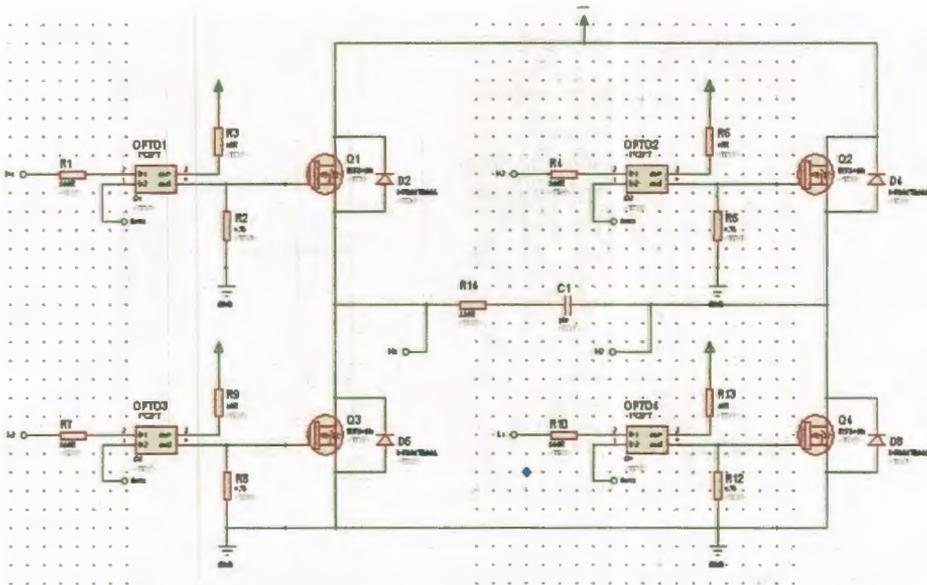


Figura 3.60. Circuito elaborado en proteus para el puente H

3.7.2 Diseño de la etapa de la recarga de la batería.

En esta parte del diseño se implementa un circuito que aprovecha la corriente y voltaje que se genera el momento del frenado, para ello el circuito es diseñado en proteus junto con el del puente H ya que es un circuito muy sencillo y pequeño y es mostrado en la figura 3.61.

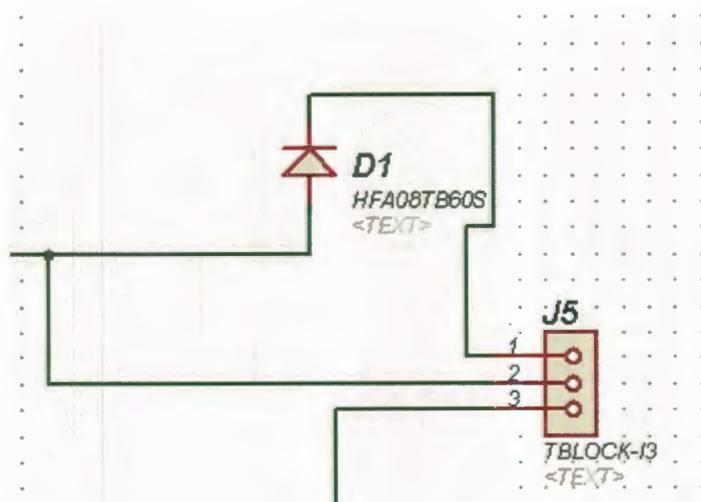


Figura 3.61 Circuito alimentación para la batería

3.7.3 Diseño del circuito de los sensores infrarrojos.

El circuito para los sensores infrarrojos es mostrado en la figura 3.62 en donde se observa que las señales de los infrarrojos son amplificadas con la ayuda de un transistor 2N3906 y un amplificador LM358.

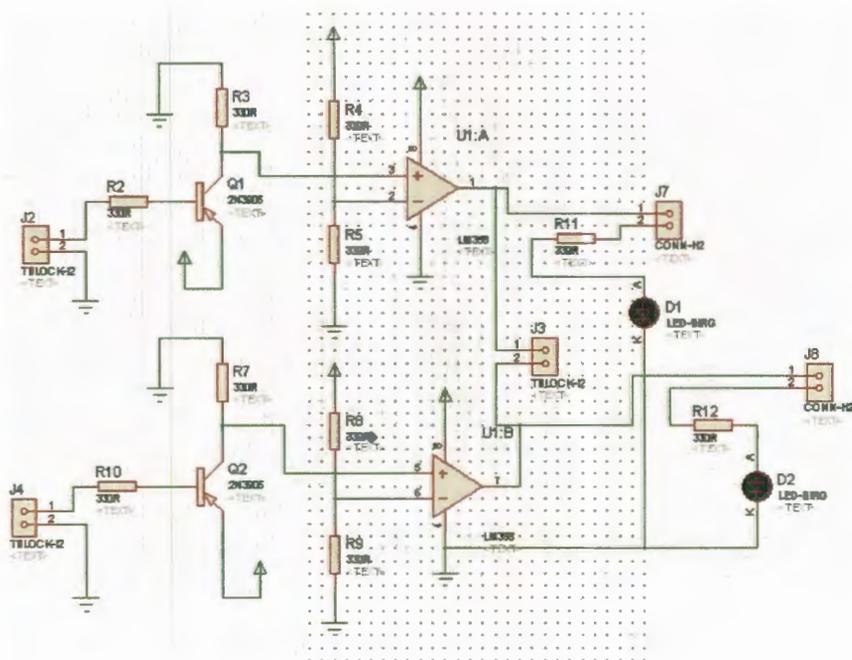


Figura 3.62 Circuito de los sensores infrarrojos.

3.7.4 Diseño del circuito para el Pic .

El circuito diseñado para el Pic se muestra en la figura 3.63, en donde se observa el Pic con su respectivo cristal y que controla al puerto USB y a los módulos de transmisión HTMR915.

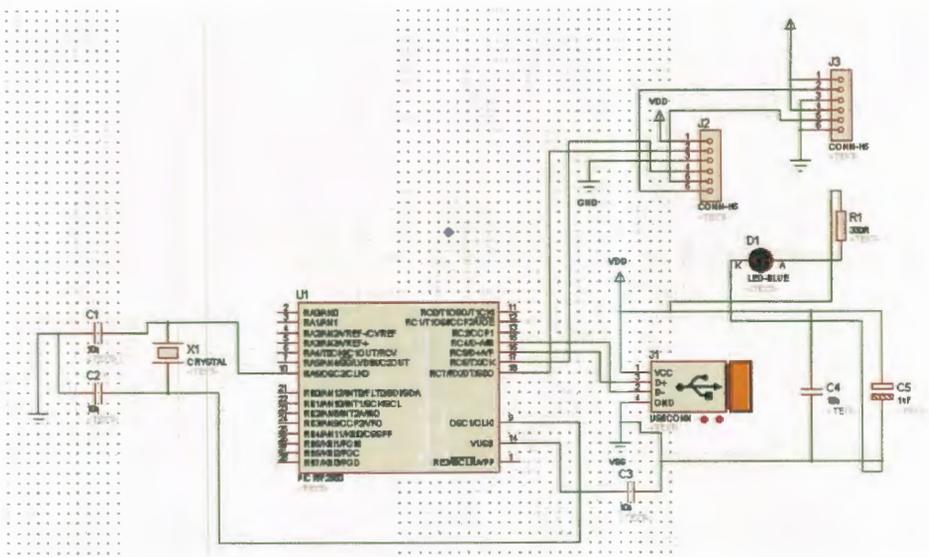


Figura 3.63 Circuito del Pic 18F2550.

3.7.5 Diseño del circuito controlador con el dsPic 30F4011.

El circuito elaborado e implementado en proteus se muestra en la figura 3.64, en donde se observan las 4 líneas que salen de los pines 35 al 38 por donde circularan los pulsos de PWM controlados.



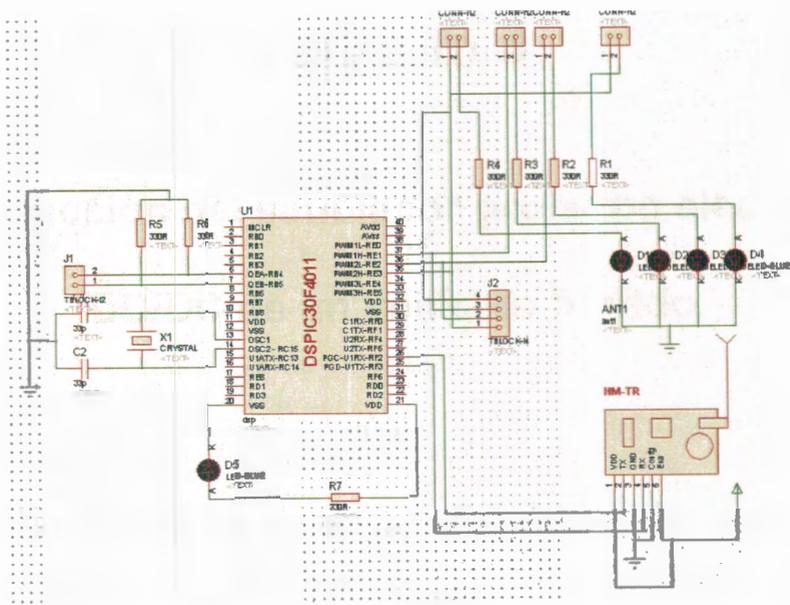


Figura 3.64 Circuito del controlador para el dsPic 30F4011.

Capítulo 4.

Construcción del simulador prototipo electrónico DC/DC de un vehículo híbrido.

En este capítulo se detalla la construcción física de un prototipo, donde se enumeran las características principales que se toman en cuenta para su elaboración, partiendo desde la selección del material y la forma de cada uno de los elementos que conforman el prototipo.

3.1 Elementos del prototipo.

Los principales elementos que conforman el prototipo son:

- Base de soporte para el motor y los sensores receptores.
- Disco plástico para fabricación de encoder.
- Circuito impreso para el controlador.
- Circuito impreso para el control del puente H.
- Circuito impreso para sensores infrarrojos.
- Circuito impreso para la recarga bateras.

4.2 Diseño y construcción de la base de soporte para el motor y los sensores.

Para la construcción de la base utilizamos madera del tipo trupan y la adecuamos de acuerdo a la forma del motor figura 4.1.

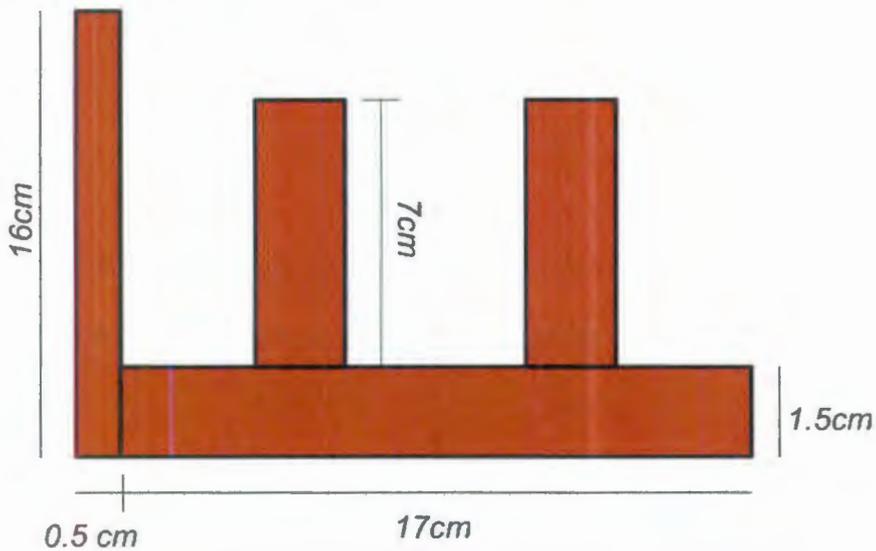


Figura 4.1 Base de madera para motor.

El motor es colocado sobre las dos paredes principales que están sobre la base principal para ello se realiza un corte adecuado a la forma y tamaño del motor como se observa en la figura 4.2, la que se coloca en el lado izquierdo tiene una particularidad que es un agujero en el cual se colocar uno de los receptores infrarrojos.

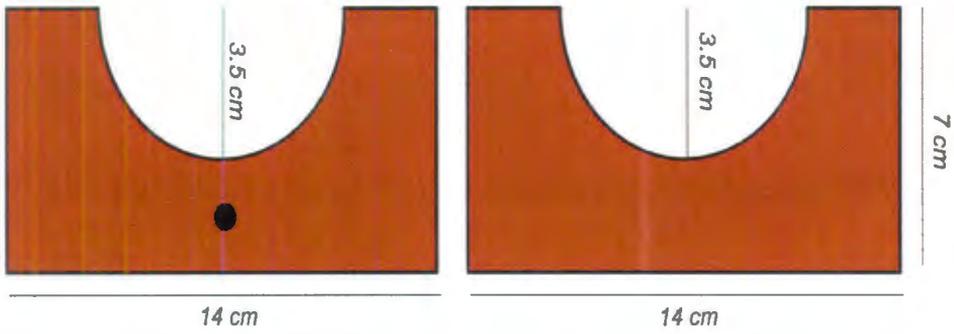


Figura 4.2 Forma de las paredes principales.

La tercera pared delgada que está en el extremo izquierdo se describe en la figura 4.3 en donde se puede observar su forma y dimensiones.

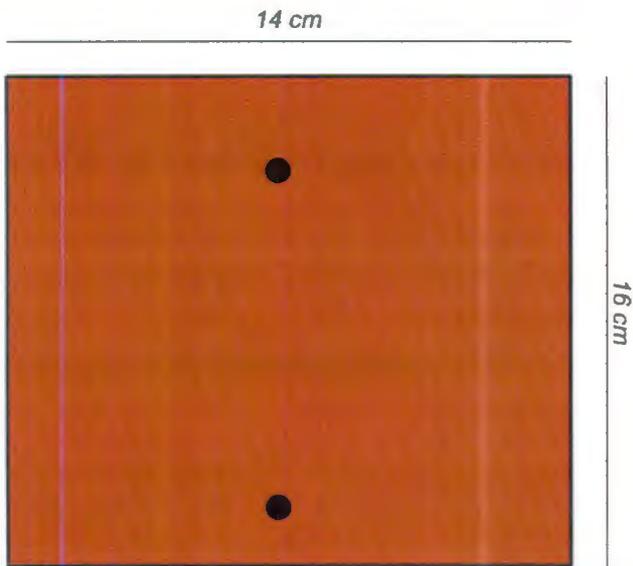


Figura 4.3. Tamaño y forma de pared lateral izquierda.

Esta presenta la particularidad que posee dos agujeros en donde se colocan los dos emisores infrarrojos.

En la figura 4.4 se presenta a la base completa vista desde la parte superior.

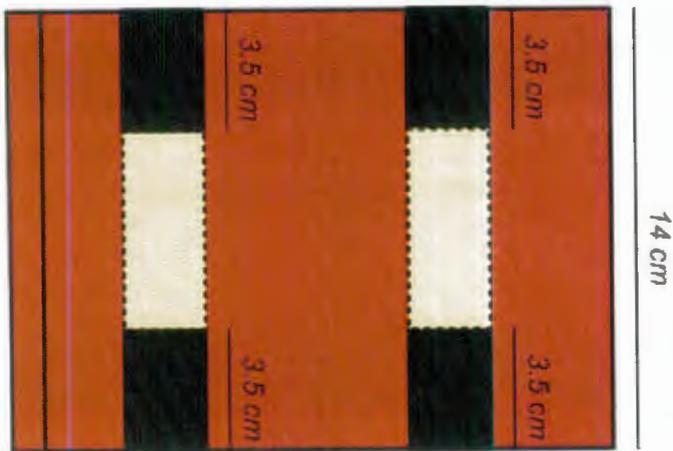


Figura 4.4 Vista desde la parte superior de la base.

La figura 4.5 muestra al sistema completo la base con el motor y los sensores.

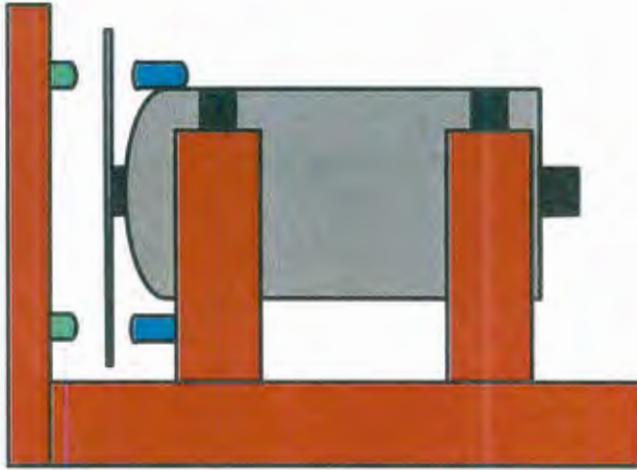


Figura 4.5. Sistema completo.

Para mantener en posición fija al motor ya que al momento de funcionar este se desplaza elaboramos un soporte de fijación tipo abrazadera cuya forma y ubicación se muestran en la figura 4.6.



Figura 4.6 Forma y ubicación de las abrazaderas.

4.3 Diseño y construcción del disco plástico para el encoder.

Para la fabricación del encoder se utiliza plástico, con este material se moldea el disco el mismo que se describe en la figura 4.7.

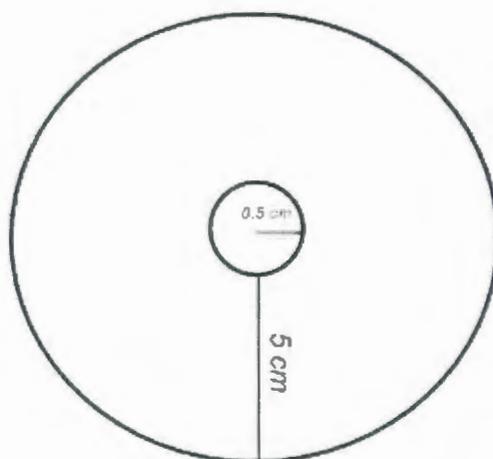


Figura 4.7 Forma y tamaño del disco de plástico.

Una vez construido un disco se procede a elaborar en papel una forma gráfica la misma que me representa un desfase de 90° , cuya forma es mostrada en la figura 4.8.

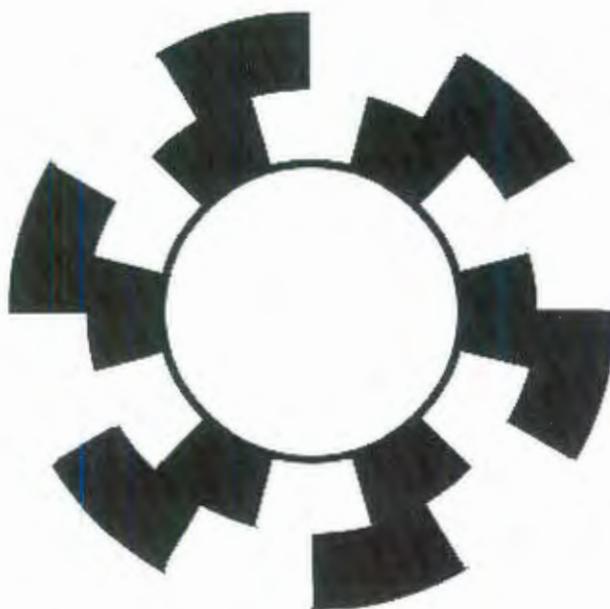


Figura 4.8 Forma gráfica del encoder.

Posteriormente se coloca el diseño gráfico sobre el disco de plástico para que nuestro encoder quede construido para luego acoplarlo al eje principal del motor.

4.4 Diseño del circuito impreso para el controlador.

Para la elaboración de los circuitos impresos utilizamos la herramienta Ares propia del proteus, la cual me permite construir mediante el circuito diseñado anteriormente la placa impresa del mismo. El circuito impreso del controlador es mostrado en la figura 4.9

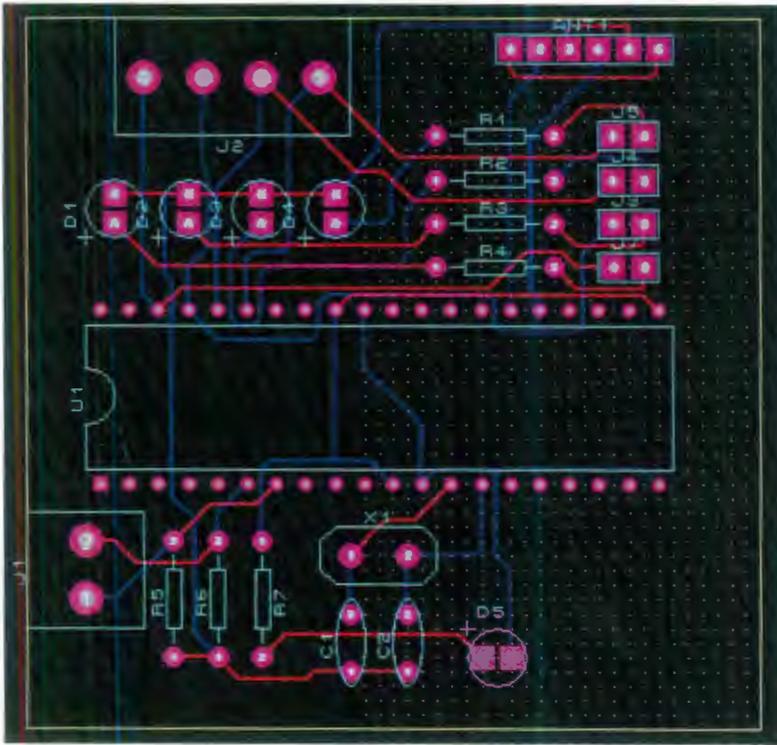


Figura 4.9 Circuito impreso del controlador.

4.5 Diseño del circuito impreso para el control del puente H.

El circuito impreso utilizado para la elaboración del puente H es mostrado en la figura 4.10.

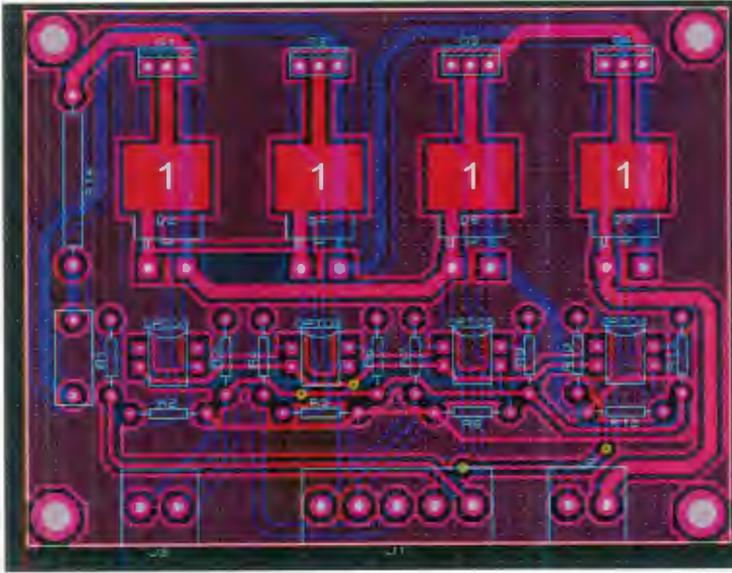


Figura 4.10. Circuito impreso del puente H.

4.6 Diseño del circuito para sensores infrarrojos.

El circuito impreso implementado en Ares para los sensores infrarrojos se observa en la figura 4.11.

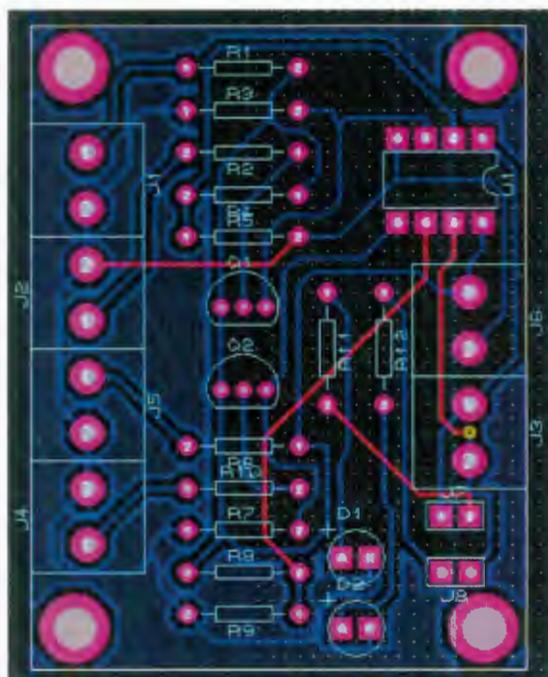


Figura 4.11 Circuito impreso para los sensores infrarrojos.

4.7 Diseño de Pruebas.

Para el diseño de pruebas implementamos las siguientes estrategias:

- Controlador con datos inválidos.
- Controlador sometido a perturbaciones.
- Controlador con datos válidos y calculados en el diseño.
- Monitoreo del Encoder para el correcto funcionamiento.

Todas estas pruebas se las va a realizar en el momento de poner en marcha al sistema, para pasar al análisis de resultados obtenidos y comprobar para verificar el adecuado funcionamiento del mismo.

Capítulo 5.

Puesta en Marcha del sistema, desarrollo, diseño de pruebas y análisis de resultados

5.1 Construcción y puesta en marcha del sistema.

El primer paso es montar los elementos activos, pasivos , semiconductores sobre los circuitos impresos para luego interconectar todas las etapas anteriormente descritas figura 4.12, para luego colocarlas sobre una base en donde podremos manipularlas con mayor facilidad figura 5.1.



Figura 5.1 Interconexión de las Etapas

Una vez interconectadas las etapas se conecta el motor, antes de ponerlo en marcha comprobamos y verificamos todo el sistema para que no haya inconveniente en el momento de encender las fuentes de alimentación figura 5.2



Figura 5.2 Conexión del Motor DC.

5.2 Pruebas.

Una vez encendido el sistema y ver que funcione sin ningún inconveniente procedemos a realizar algunas pruebas, entre las primeras está el funcionamiento de los sensores y el encoder ya que su funcionamiento es de gran importancia para luego poder adaptar nuestro controlador figura 5.3.

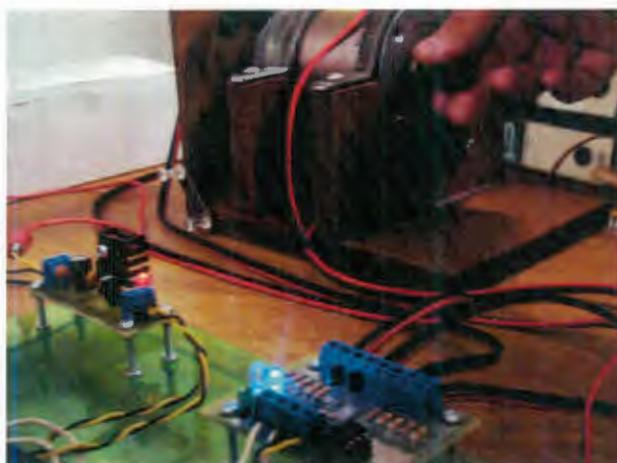


Figura 5.3 Prueba del Encoder

En primera instancia procedemos hacer una nueva identificación con el afán de probar nuevamente esta etapa y tener datos de respaldo figura 5.4.

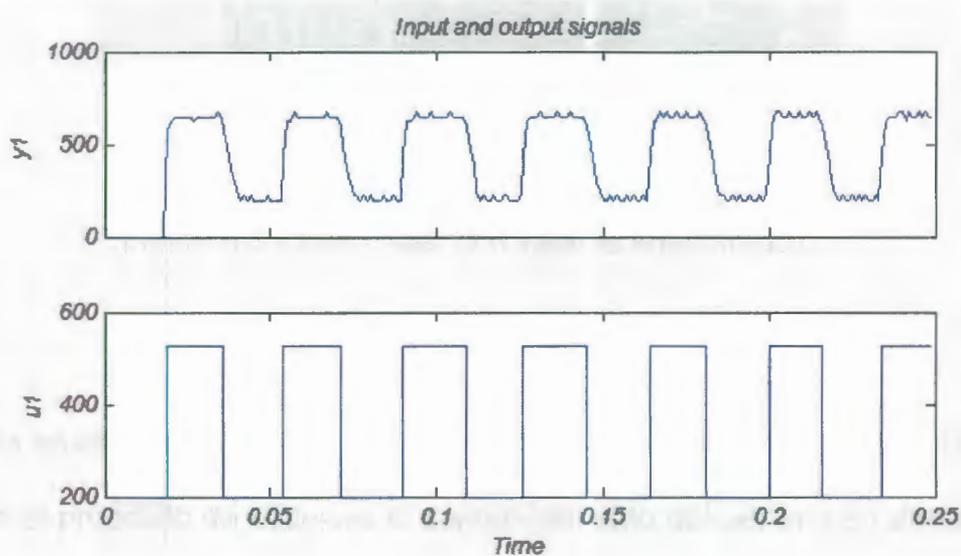


Figura 5.4 Datos de Entrada y Salida en la Identificación.

Luego adaptamos nuestro controlador diseñado con anterioridad enviando los valores de las constantes con labview y observamos que el controlador empieza a actuar sin ninguna anomalía en modo normal y cuando hay frenado regenerativo figura 5.5.

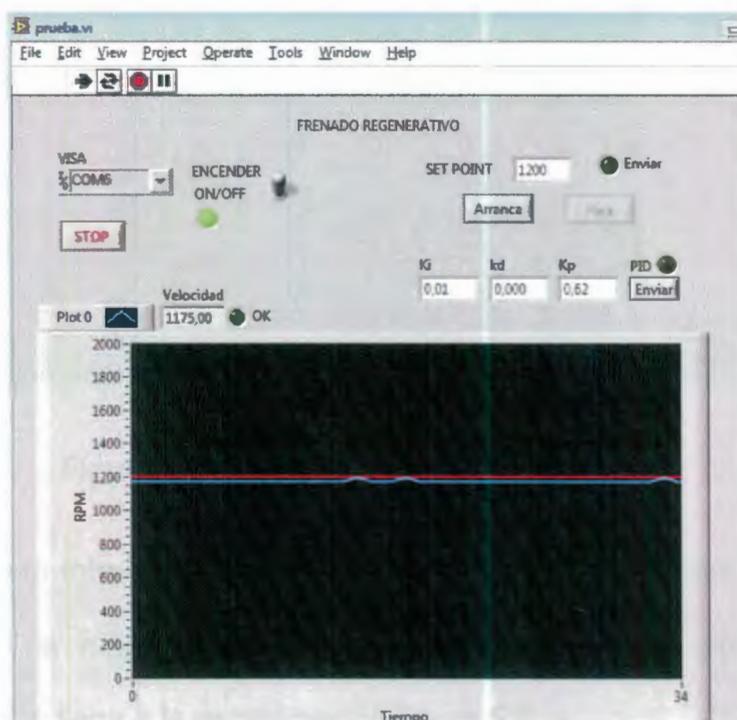


Figura 5.5 Controlador con valores encontrados.

Otra prueba que implementamos es el envío de constantes aleatorias con el propósito de observar el comportamiento del sistema en donde se puede ver que el sistema no llega a ser controlado en su totalidad figura 5.6.

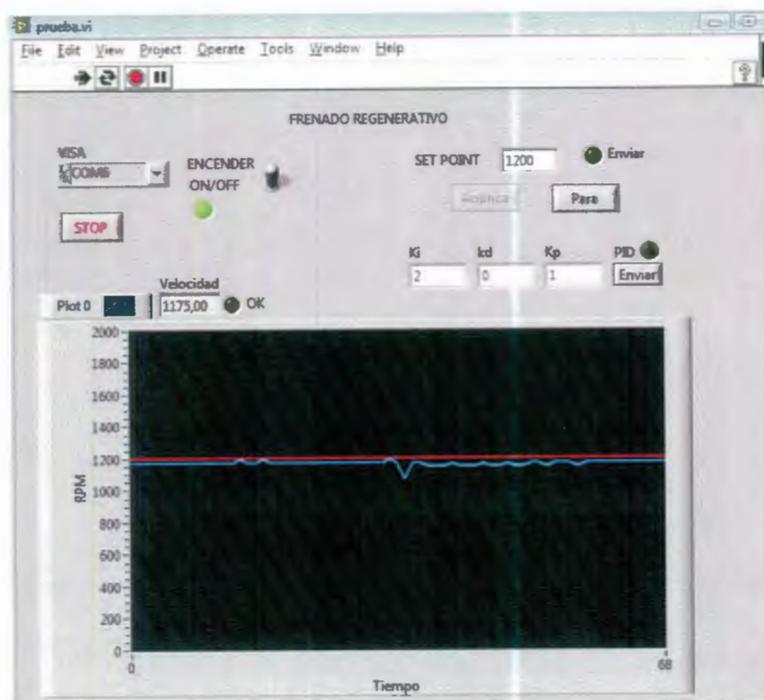


Figura 5.6 Controlador con datos aleatorios.

Y por último introducimos una perturbación al motor deteniéndolo un poco con la mano y observando que el sistema a pesar de la perturbación llega a la estabilización figura 5.7

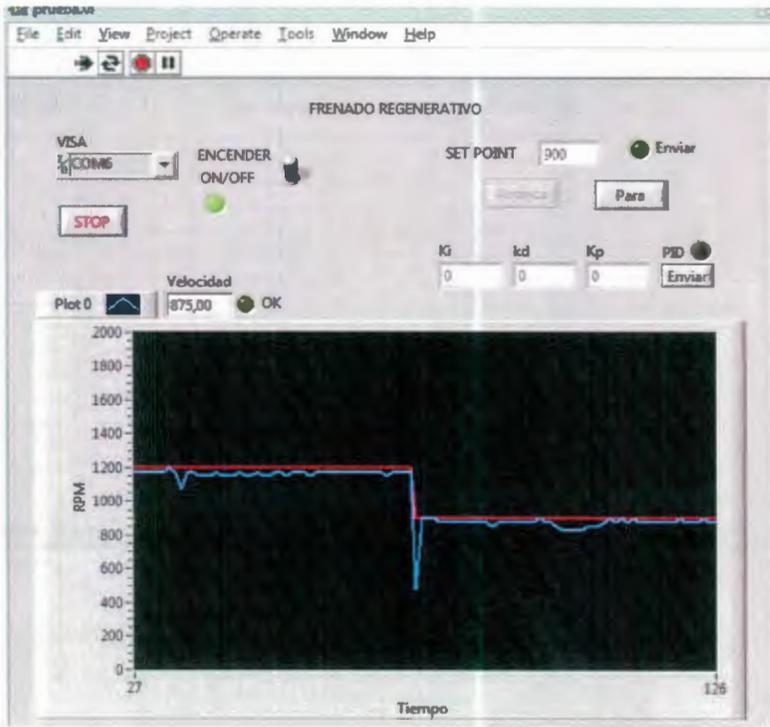


Figura 5.7 Controlador con perturbación.

5.3 Análisis de Resultados.

Los primeros resultados obtenidos son los datos de la identificación los cuáles nos ayudan para poder encontrar la función de transferencia de la planta figura 5.8.

The screenshot shows the Aray Editor interface with two data tables. The 'entrada' table has 16 rows, all with a value of 200 in column 1. The 'salida' table has 14 rows with values ranging from 200 to 675 in column 1.

entrada					salida			
	1	2	3	4		1	2	3
1	200				29	650		
2	200				30	650		
3	200				31	650		
4	200				32	650		
5	200				33	650		
6	200				34	650		
7	200				35	675		
8	200				36	650		
9	200				37	575		
10	200				38	500		
11	200				39	375		
12	200				40	300		
13	200				41	225		
14	200				42	200		
15	200				43	225		
16	200				44	200		

Figura 5.8 Datos de la Identificación.

Otro datos obtenidos son los pulsos de PWM los cuales alimentan al puente H que controla el motor los cuales los podemos ver en la figura 5.9.



Figura 5.9 Medición de Pulsos de PWM.

Para observar de mejor manera la cantidad de voltaje que se produce durante la regeneración colocamos en el sistema un medidor de voltaje analógico en donde se ve que el voltaje es de 13 voltios aproximadamente y que es aprovechada para recargar la batería figura 5.10



Figura 5.10 Nivel de voltaje durante el frenado regenerativo.

Y por último podemos ver que el controlador cumple con los requerimientos de diseño por lo tanto podemos manifestar que este estudio desarrollado es eficiente y apto para poder ser llevado a un sistema real.

“El hombre inteligente no es el que tiene muchas ideas, sino el que sabe sacar provecho de las pocas que tiene”

CONCLUSIONES

1. La idea principal al realizar este proyecto es el de incentivar al estudio en energías renovables y aplicarlas a medios de transporte diarios como es el caso de vehículos y así contribuir con el cuidado del medio ambiente.
2. Mediante este proyecto se logró cumplir el objetivo general planteado con anterioridad, en donde consta el diseño y construcción de un controlador que me permita la recarga durante el frenado regenerativo.
3. Es importante manifestar que el sistema presentado es un prototipo que manipula un motor DC de 24 voltios, el sistema real utiliza motores AC de hasta 180 Hp, pero por los costos elevados se le acopló al prototipo anteriormente nombrado.
4. Con el desarrollo de este controlador constituye el final de una primera fase del proyecto, lo que se pretende a futuro es implementar y

mejorar el diseño actual para el sistema real y poder acoplarlo a un automóvil.

5. Con las técnicas utilizadas se pudo solucionar adecuadamente los problemas que se iban presentando de acuerdo al avance del proyecto, gracias a un estudio previo de las mismas, este estudio se realizó durante las clases presenciales de la maestría al igual que en el periodo de investigación del proyecto.
6. Se presentan los recursos y elementos con los que debe contar el sistema y en las diferentes etapas de nuestro diseño donde son requeridos.
7. En la obtención de los datos en lazo abierto se ve claramente por la forma de la señal que es necesaria la implementación del controlador para llevar a la estabilidad del sistema.
8. El funcionamiento del controlador implementado en este proyecto cumple con los requerimientos de diseño y el rendimiento del mismo es considerado alto y adecuado para el prototipo.

9. Los resultados obtenidos mediante la gráfica al momento de aplicar el controlador se puede observar claramente que el sistema se estabiliza y funciona de acuerdo a la señal de PWM generada por el dsPic.

10. La cantidad de voltaje generada para la recarga se observa que son valores que oscilan entre los 13,2 Voltios y que plenamente es adaptable para recargar la batería de nuestro sistema.

11. El diseño electrónico implementado en la construcción del prototipo se construyó con toda la eficiencia y exponiéndolo a pruebas de funcionamiento previas para no tener dificultades en el momento de acoplarlo al sistema completo.

12. La comunicación FSK constituye una herramienta muy útil para el desarrollo de este proyecto ya que me permite enlazar varias aplicaciones con diferentes funciones dentro del sistema controlado.

RECOMENDACIONES

1. A futuro construir el sistema real para implementar el controlador diseñado.
2. Mostrar el prototipo a estudiantes para involucrarlos en el estudio de estas nuevas tecnologías presente en los automóviles modernos, que de alguna manera a futuro puedan contribuir con investigaciones respecto al tema.
3. Tener un conocimiento previo del funcionamiento de este tipo de tecnología y autos, es necesario realizar cursos previos para poder entender la constitución híbrida, en nuestro caso inclusive se desarmo un vehículo para desarrollar la parte electrónica del mismo.
4. Durante el desarrollo del controlador es importante tomar en cuenta la construcción del puente H en donde se deben elegir los mosfets y los diodos adecuados, en el sistema real es necesaria la utilización de IGBTs con diodos de potencia elevada ya que manejan voltajes de hasta 600V.

5. Para nuestro sistema se recomienda la utilización de sensores del tipo infrarrojo emisor y receptor ya que por diseño se acoplan perfectamente a prototipo.

6. Se recomienda utilizar fuentes separadas para la parte de transmisión y adquisición de datos y para la parte del diseño electrónico, debido a que los módulos HM-TR915- 232 generan conflicto durante la conexión y por lo necesitan de alimentación independiente.

7. Todos los programas que se utilizaron para el desarrollo del proyectos se los instaló en el sistema operativo Vista por tal motivo al momento de ejecutarlos se les debe hacer como administrador para no tener problemas el momento de ponerlos en funcionamiento.

ANEXOS

Anexo A.

TRANSISTOR MOSFET IRF540N

Avanzada tecnología de procesos.

Ultra Baja resistencia.

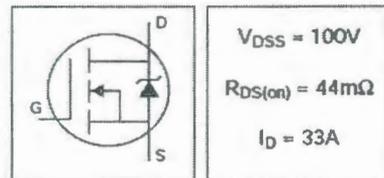
Dynamic dv / dt Rating.

175A ° C Temperatura de funcionamiento.

Cambio rápido.

IRF540N

HEXFET® Power MOSFET



HEXFET® Power MOSFETs de International Rectificador utiliza técnicas de procesamiento avanzadas para lograr área muy baja resistencia al silicio. Este beneficio, combinado con la velocidad de conmutación rápida y sólidamente el diseño de dispositivos MOSFET de potencia que HEXFET están bien conocida, proporciona al diseñador con un muy eficiente y un dispositivo fiable para su uso en una amplia variedad de aplicaciones.

El paquete TO-220 es preferido por todos para aplicaciones industriales, comerciales con una disipación de potencia de alrededor de 50 vatios. La térmica de baja de resistencia y de paquetes de bajo costo de la A-220 contribuye

a su amplia aceptación en toda la industria.

Transistores de IRF540N	
Especificaciones	
Parámetro	Valor
Paquete	TO-220AB
Circuito	Discreto
VBRDSS (v)	100
VGs (v) máximo	20
RDS (encendido) 10V máximo (mOhms)	44.0
Identificación @ TC = 25C (a)	33
Identificación @ TC = 100C (a)	23
Qg Typ (nC)	47.3
Qgd Typ (nC)	14.0
Rth (JC) (K/W)	1.1
Disipación de energía @ TC = 25C (w)	140
Estado de la parte	Activo

PbF	Opción de PbF disponible
La clase del paquete puede	Por-Agujero

Anexo B.

RADIO MODEM ISM HM-TR915.

HM-TR915 es un transceptor simple de datos, el radio RFM12 es el núcleo del HM-TR915- 232/TTL con un microcontrolador AVR como control.

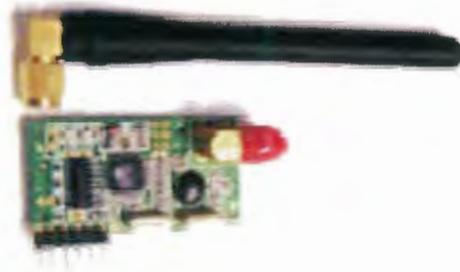


Figura C1. HM-TR915 y ANTENA/902-928MHZ.

La versión 232 incluye un transceiver TTL-232 para conectarlo directamente al puerto serial de la PC y probarlo con hyperterminal o un software similar, o bien se puede conectar a un dispositivo que maneje señales de niveles 232 a su salida.

En el caso de la versión TTL las salidas son directas del micro para ser acopladas a un controlador que maneje estos niveles.

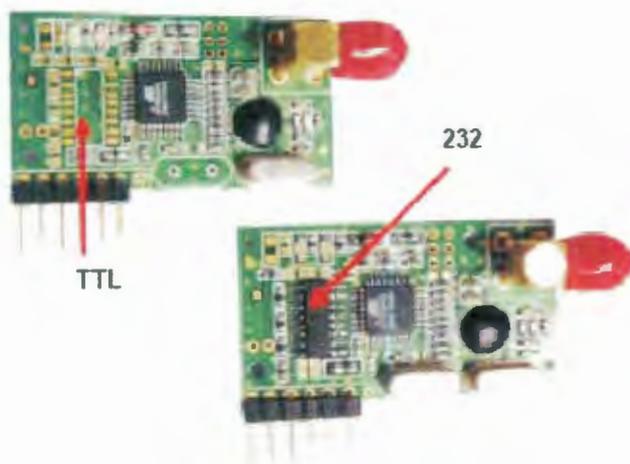


Figura C2. HM-TR915/TTL y HM-TR915/232.

Las principales características de RFM12 son:

- Voltaje de operación: 4.5V a 5V.
- Consumo de corriente en transmisión: 30mA.
- Consumo de corriente en recepción: 17mA
- Rango de frecuencia: 900.72 – 929.27 MHz.
- Potencia de transmisión: hasta 4dBm (aprox.2.5mW).
- Sensibilidad: -100dBm (aprox. 2uV).
- Velocidad de transferencia de datos: 300 -19200 bps.
- Interfaz: RS-232 configurable por software.

En cuanto a la configuración de pines, DTX es el pin de salida de datos del módulo, DRX es el pin de entrada de datos.

El pin ENABLE se emplea para modo de bajo consumo (habilitar/deshabilitar el módulo), si el pin esta en 0V trabaja en modo sleep, si el pin esta en 5V trabaja en modo normal.

El pin CONFIG se emplea para cambiar la configuración del radio en cuanto a banda de frecuencia, potencia de transmisión, desviación de frecuencia y velocidad de comunicación serial, empleando el software HM-TR CONFIG SETUP.

Este programa se puede descargar en la dirección
http://www.hoperf.com/tools/HM-TR_SETUP.exe

Para entrar en modo de configuración el pin CONFIG debe estar a 5V al momento de energizar el módulo (Power On Reset), si este pin esta a 0V en POR, el módulo entrará en modo de comunicación.

El comportamiento de los LEDs en modo CONFIG y de acuerdo a la conexión del pin

ENABLE es el siguiente:

Enable a Vcc: Led rojo permanece en On, Led verde parpadea en cada operación.

Enable a GND o abierto: Led verde permanece en On, led rojo parpadea en cada operación.

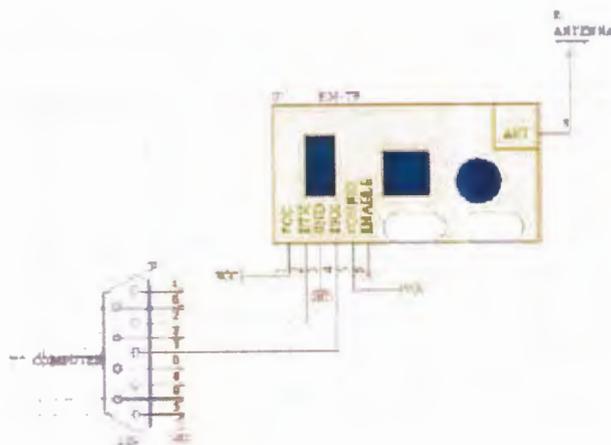


Figura C3. HM-TR915/232 en modo de configuración.

Ya conectado el módulo en modo CONFIG y al puerto serial de la PC, la utilidad HM-TR CONFIG SETUP nos permite leer los parámetros, cambiarlos y restablecerlos.

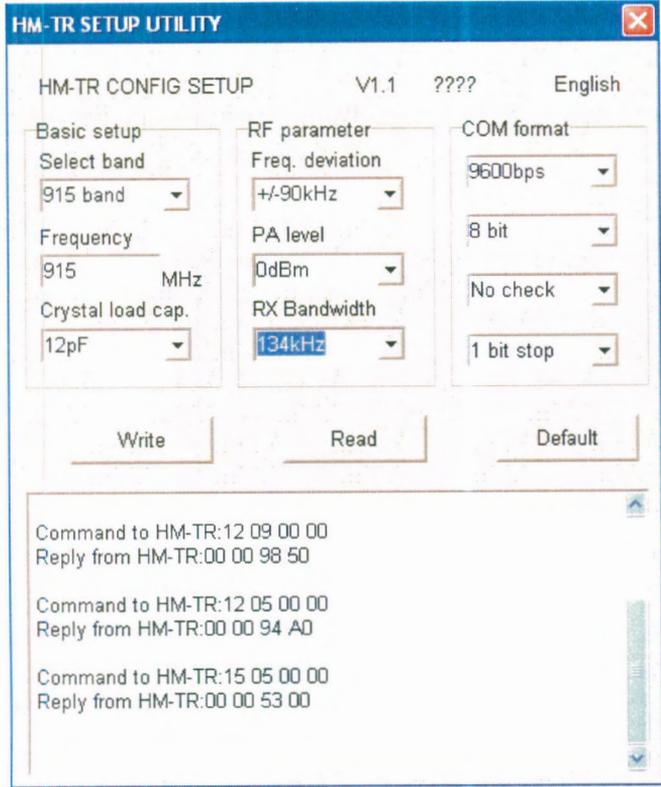
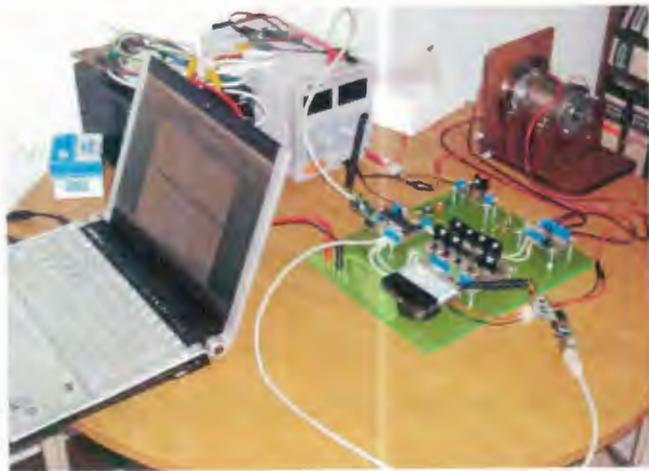
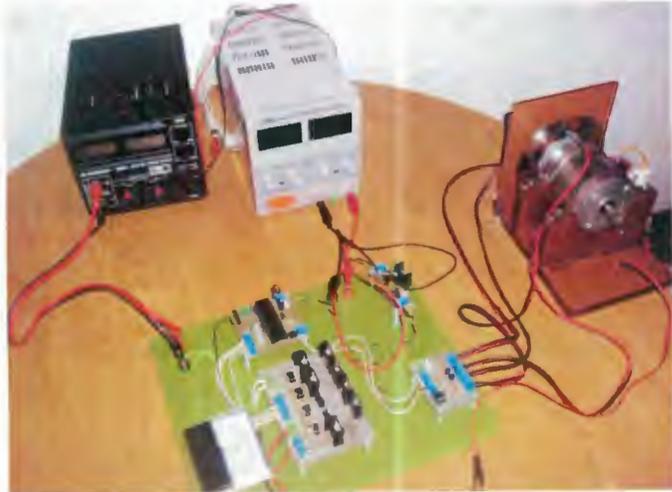


Figura C4. HM-TR CONFIG SETUP.

Anexo C.

FOTOGRAFÍAS DEL PROYECTO TERMINADO.



BIBLIOGRAFÍA

- 1) Fernando Augeri Cise Electronics Introducción a los Vehículos Híbridos Miami FL 2009.
- 2) Iqbal Husain Electric and Hybrid Vehicles Desing Fundamentals CRS PRES.
- 3) Ron Hodgkinson and John Fenton Lightweight Electric/Hybrid Vehicle Design
- 4) William H. Yeadon, P.E. Alan W. Yeadon, P.E. McGraw-Hill Handbook Of Small Electric Motors
- 5) Allna W Bonnick Butterworth 2001 Automotive Computer Controlled Systems.
- 6) Ned Mohan Powers Electronics and Drives Edición 2003 MNPER.
- 7) Chee-Mun Ong. Dynamic Simulation Of Electric Machinery
- 8) Newnes Electrical Engineer's Handbook D.F Warner. 2000.
- 9) Katsuhiko Ogata Ingeniería de Control Moderna Edición 2003.

- 10) Revista de Tecnologías de Propulsión Híbridas y las evidencias científicas de su eficacia. FITSA. Fundación Instituto Tecnológico de Seguridad del Automóvil.
- 11) Tesis Doctoral de Luis Alejandro Flores Universidad Politécnica de Madrid. Estudio y Análisis de Soluciones Topológicas de Convertidores CC-CC Bidireccionales para su aplicación en Vehículos Híbridos.
- 12) Jesus Casanova Vehículos Híbridos Universidad Politécnica de Madrid.
- 13) Maximiliano A. Freije. Controlador PWM Para Motores de CC.
- 14) Simulación Sistema Difuso para el Control de Velocidad del un Motor de CC Marta Coronel Lemus Instituto Tecnológico de Zacatepec México. www.finatec.com/ccmotor0083
- 15) Identificación de Sistemas Aplicación al Modelado de un Motor de Corriente Continua Marielena López Guillen.
- 16) Control de Velocidad de un Motor DC con PWM Juan Jose Ramírez Durán Universidad Pontificia de Bucaramanga.
- 17) Control PID de un Motor de C.C de Excitación Independiente. Rodrigo Fernández.

- 18) Michael Panagiotidis SAE technical Paper Development and Use of Regenerative Braking Model a Parallel Hybrid Electric Vehicle.
- 19) hybrid@iit Hybrid and Plug-in Hybrid Electric Vehicle Research at Illinois Institute of Technology.
- 20) Control Design Techniques in Power Electronics Devices Hebertt Sira Ramírez and Ramon Silva Ortigoza. Springer 2002.